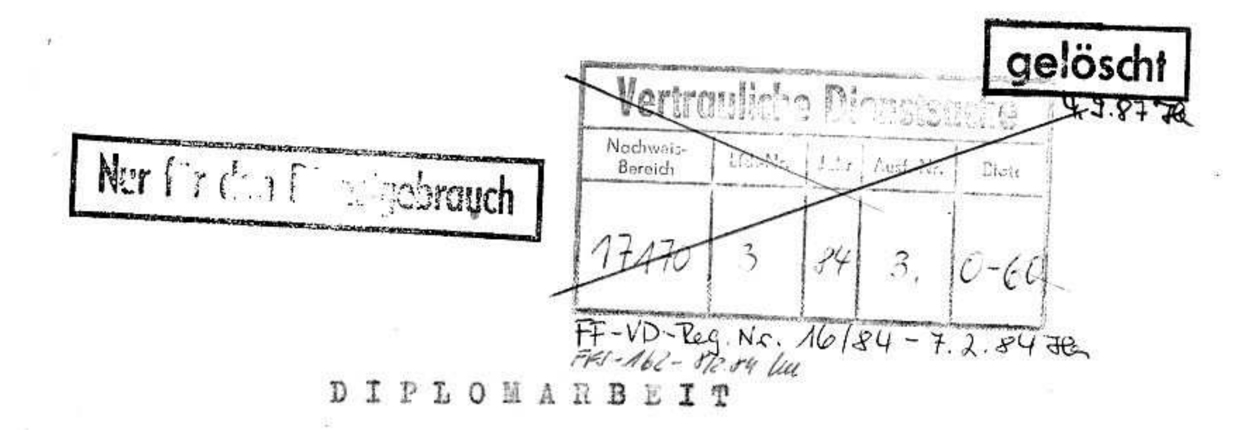


D I P L O M A R B E I T

T h e m a :

Modifiziertes System zur zusätzlichen Datenübertragung im AM-Hörrundfunk

Führen Sie die Untersuchungen am modifizierten System zur zusätzlichen Datenübertragung im AM-Hörrundfunk unter besonderer Berücksichtigung der Rückgewinnung des Datensignals im Empfänger weiter. Schwerpunkte bilden dabei die Optimierung der Empfängerschaltung bezüglich der Verstärkung und Begrenzung sowie der Demodulation und Regenerierung der Dateninformation gemäß der präzisierten Aufgabenstellung.

eingereicht von: Hans - Werner Dietrich

Hochschule für Verkehrswesen "Friedrich List"
D r e s d e n

T H E S E N

1. Zur Schaffung eines zusätzlichen, transparenten Datenkanals im AM-MW-Hörrundfunk wurde ein neues Phasenmodulationsverfahren entwickelt.

2. Dieses Verfahren basiert auf einer „weichen" Phasenumtastung.

3. Zur Demodulation des Datensignals wurde ein Empfängerzusatzbaustein entwickelt.

4. Der Empfang des jeweiligen AM-MW-Senders wird mit einem handelsüblichen Hörrundfunkempfänger der gehobenen Güteklasse realisiert.

5. Das phasen- und amplitudenmodulierte Trägersignal wird unmittelbar nach dem Zwischenfrequenz- (ZF-) Verstärker ausgekoppelt.

6. Für die Phasendemodulation wird ein Phasenregelkreis (PLL) verwendet.

7. Als Begrenzerverstärker dient der integrierte Schaltkreis A 220 D mit optimierter Beschaltung.

8. Die erzielte Begrenzerwirkung garantiert ein optimales Arbeiten des verwendeten digitalen Phasendetektors (PD).

9. Der Empfänger wird auf optimale Arbeitsweise des PLL, das heißt geringste Störphasenmodulation, mit Hilfe des ZF-Schwingkreises abgeglichen.

10. Die Steilheit der Kennlinie des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) wurde mit m=5 als optimal befunden.

11. Die Linearität der VCO-Kennlinie wurde durch theoretische Optimierung der Beschaltung verbessert.

12. Das Schleifenfilter wurde mathematisch optimiert, so daß eine maximale Signalspannung bei optimaler Arbeitsweise des PLL gesichert wird.

13. Die Signalauswerteschaltung stellt das regenerierte Datensignal am Ausgang mit TTL-Pegel zur Verfügung.

14. Impulsartige Störungen geringen Energieinhalts werden unterdrückt.

15. Das Datensignal wird durch Polaritätserkennung des Phasensignals originalgetreu ohne Synchronisation regeneriert.

16. Der Datenkanal wird bei Ausrasten des PLL automatisch gesperrt.

17. Die Freigabe des Datenkanals kann automatisch oder manuell erfolgen.

18. Alle zur Bedienung des Empfängerzusatzbausteins notwendigen Schalt- bzw. Abgleichmaßnahmen werden durch Lichtemitterdioden (LED) signalisiert.

19. Der Datenfluß kann am Ausgang des Empfängerzusatzbausteins mit Hilfe einer LED kontrolliert werden.

Inhaltsverzeichnis

Seite

0. Abgrenzung und Präzisierung der Aufgabenstellung

Ziel dieser Arbeit soll sein, Untersuchungen am Empfängerzusatzbaustein zur Demodulation eines zusätzlich in der Phase modulierten AM-MW-Trägersignals durchzuführen. Es wird eine Lösungsvariante angestrebt, die optimal dimensioniert ist und zuverlässig arbeitet. Hierbei stehen die Optimierung der Begrenzerverstärkerschaltung, des Schleifenfilters und der Regenerierung der Dateninformation im Vordergrund. Störende Einflüsse, die das sichere Arbeiten des Empfängerzusatzbausteins gefährden, wie Restamplitudenmodulation oder Impulsstörungen, sind durch geeignete Maßnahmen zu unterdrücken, so daß eine originalgetreue Reproduktion des Datensignals gewährleistet wird. Die Dateninformation ist am Ausgang des Empfängerzusatzbausteins in Rechteckform mit TTL-Pegel zur Verfügung zu stellen.

Ergebnis dieser Untersuchungen soll die Möglichkeit sein, eine Dateninformation, die über einen zusätzlichen, transparenten Datenkanal neben dem AM-Hörrundfunkprogramm geeignet phasenmoduliert mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 50 Bit/s asynchron übertragen wurde, zu empfangen und zunächst noch ohne fehlererkennende Maßnahmen auszuwerten. Der Phasenhub $\Delta\varphi$ wurde dabei mit minimal $\Delta\varphi = 30^{\circ}$ bei einer Verschleifung des Datensignals im Sender mit einer Zeitkonstanten $\tau_1 = 2{,}2\,\text{ms}$ ebenfalls vorgegeben. Es ist nach der Erprobung des angefertigten Labormusters eine Leiterkarte zu entwerfen und die Schaltung in kompletter Form aufzubauen.

1. Einleitung

Gemäß der Hauptaufgabe, die sich der VIII. Parteitag der SED stellte, nämlich der immer besseren Befriedigung der materiellen und kulturellen Bedürfnisse der sozialistischen Gesellschaft, steht die Intensivierung und Rationalisierung des sozialistischen Produktionsprozesses im Vordergrund der Anstrengungen. So werden auch an das Nachrichtenwesen der DDR erhöhte Anforderungen gestellt, um die Arbeits- und Lebensbedingungen der Werktätigen durch Rekonstruktion vorhandener und Inbetriebnahme neuer Kapazitäten der Studio-, Übertragungs- und Sendertechnik ständig zu verbessern. Um diesen Forderungen, die unter anderem in der Direktive zum Fünfjahrplan 1981-85 noch einmal präzise festgelegt wurden, in vollem Umfang nachzukommen, müssen auf alle zur Verfügung stehenden materiellen und wissenschaftlich- technischen Reserven zurückgegriffen und besonders unter Ausnutzung der Mikroelektronik/Mikrorechentechnik neue Techniken und Technologien entwickelt werden. Zum anderen müssen Energie-, Material- und Arbeitskräfteaufwand unter Beibehaltung der Qualität gesenkt werden.

Um dem gerecht zu werden, laufen gegenwärtig in der Hochschule für Verkehrswesen (HfV) Dresden in Zusammenarbeit mit dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt (RFZ) der Deutschen Post Berlin Untersuchungen zur Schaffung eines zusätzlichen Datenkanals im AM-MW-Hörrundfunk. Das bedeutet eine Zweifachausnutzung eines Kommunikationskanals ohne Mehrbedarf an Energie, Personal sowie verfügbaren Frequenzspektrums. Es können im Gegensatz dazu sogar sonst nötige Datenübertragungsstrecken eingespart werden. Es mußte jedoch gefordert werden, daß die Qualität des Hörrundfunkprogramms in keiner Weise beeinträchtigt wird. Es wurde deshalb ein Verfahren entwickelt, welches erlaubt, einen transparenten Datenkanal durch „weiche" Phasenumtastung des Trägers eines AM-MW-Hörrundfunksenders zusätzlich zum Rundfunkprogramm asynchron zu übertragen.

Die Ausnutzung des so gewonnenen zusätzlichen Datenkanals kann auf die vielfältigste Art und Weise erfolgen. Einige Beispiele, wie die Übertragung von Sicherheits- und Qualitätsparametern von unbemannt betriebenen MW-Sendeanlagen zu Kontrollstellen, die Einführung neuer Funkdienste oder die innerbetriebliche Nachrichtenübertragung bei der Deutschen Post, seien hier nur kurz erwähnt und bilden nur einen Teil des Spektrums der Anwendungsmöglichkeiten.

Zum Empfang derartig übertragene r Informationen ist ein zusätzlicher Empfängerbaustein nötig, der an einen handelsüblichen Hörrundfunkempfänger angeschlossen wird und das dort vorhandene phasenmodulierte ZF-Signal (455 kHz) demoduliert. Ein erster Vorschlag für solch einen Empfängerzusatzbaustein wurde in /3/ beschrieben.

In den folgenden Ausführungen soll ein optimierter Empfängerzusatzbaustein behandelt werden, wobei die in /3/ gesammelten Erfahrungen berücksichtigt wurden und zum Teil in die Konzeption einer neuen Schaltungsvariante einflossen. Die Dimensionierung erfolgte entsprechend den in 0. angegebenen Zielstellungen. Als Hörrundfunkempfänger diente bei den Laboruntersuchungen ein Autoempfänger A 330, mit dem dann auch das Labormuster aufgebaut wurde.

2. Einführende Bemerkungen zur „weichen" Phasenumtastung eines AM-MW-Senders

Diese einführenden Gedanken sollen keine Wiederholung der in /2/ und /3/ bereits ausführlich behandelten Erkenntnisse sein. Sie sollen lediglich zum besseren Verständnis nachfolgender Untersuchungen beitragen. In /2/ wurde dargelegt, wie ein sprungförmiges Signal s(t) durch die Reihenschaltung von 2 RC-Tiefpässen soweit verschliffen wird, daß eine Störwirkung durch Einschwingvorgänge der am Sende- und Empfangsprozeß beteiligten Schwingkreise soweit wie möglich ausgeschlossen wird. Das entspricht der Forderung, daß die Qualität der Hörrundfunksendung in keiner Weise beeinträchtigt werden darf. Es ist nun eine Frage der Dimensionierung der Tiefpässe, wie stark das zu übertragende Datensignal, welches sich ja aus positiven und negativen Sprungfunktionen s(t) und -s(t) zusammensetzt, verschliffen wird. Bei der Dimensionierung sind mehrere Faktoren zu beachten. Zum ersten ist das die anzustrebende maximale Störunterdrückung. Da die Störwirkung mit wachsender Verschleifung, das heißt größerem $\tau = \tau_1 = \tau_2$ (wobei $\tau_1 = R_1 C_1$ und $\tau_2 = R_2 C_2$ ist), abnimmt, ist eine möglichst große Zeitkonstante τ (in den folgenden Ausführungen nur noch mit τ_1 bezeichnet) der Tiefpässe anzustreben. Zum zweiten bestimmt jedoch diese Zeitkonstante die maximal mögliche Übertragungsgeschwindigkeit der Daten. In Anlage (I) sind die Übertragungsfunktionen $h(t) = U_A(t)/U_E(t)$ mit verschiedenen Zeitkonstanten τ_1 dargestellt. Aus dem Kurvenverlauf ist ersichtlich, daß z.B. bei $\tau_1 = 2{,}2$ms die maximale Übertragungsgeschwindigkeit 100 bit/s beträgt. Das resultiert aus der Tatsache, daß bei einer minimalen Bitdauer von $t_B = 10$ms (=100 bit/s) und einer Zeitkonstanten $\tau_1 = 2{,}2$ms die Sprungantwort auf einen Sprung s(t) bzw. -s(t) ihren Maximalwert nur zu etwa 94% erreicht . Wenn zwei aufeinanderfolgende bits gleich sind, das heißt die gesamte Impulsdauer beträgt 2·10ms=20ms, genügt diese Zeit, um den maximal möglichen Amplitudenwert h(t)=1 zu erreichen. Das würde eine geringfügige Schwebung des Datensignals zur Folge haben.

Jedoch kann dieser 6%ige Amplitudenverlust vernachlässigt werden, so daß eine Übertragung mit 100 bit/s zulässig ist. Anders ist es bei τ_1=3,2ms. Hier beträgt der Amplitudenunterschied bei t=10ms immerhin ca.15% bezogen auf ~~auf~~ den Maximalwert, was ein stabiles Arbeiten des Übertragungsverfahrens nicht mehr gewährleistet. Bei t=20ms hingegen wird das Amplitudenmaximum zu 98% erreicht und somit eine stabile Wirkungsweise garantiert. Das bedeutet bei Einsatz einer Tiefpaßkonfiguration mit τ_1=3,2ms eine weitere Einschränkung der Übertragungsgeschwindigkeit auf 50 bit/s.

Weiterhin spielt bei der Auswahl einer optimalen Tiefpaßvariante der Phasenhub $\Delta\varphi$ eine entscheidende Rolle. Zum einen wird mit steigendem Phasenhub auch die Störwirkung größer, zum anderen nimmt aber auch die Amplitude des in der Empfängerzusatzschaltung zurückgewonnenen Phasensignals zu und gewährleistet eine bessere Auswertung. So soll es nicht Gegenstand dieser Arbeit sein, einen optimalen Wert für τ_1 und $\Delta\varphi$ zu nennen, sondern es muß sich erst durch spätere umfangreiche Störuntersuchungen erweisen, welche Werte noch zulässig sind und ebenfalls günstige Verhältnisse bei der Regenerierung des Datensignals schaffen.

Um universell einsetzbar zu sein, wurden τ_1=2,2ms mit Phasenhüben $\Delta\varphi$=30°...60° und τ_1=3,2ms mit $\Delta\varphi$=45°...90° als Sendeparameter vorgegeben. Ziel der angestellten Untersuchungen zur Optimierung der Empfängerzusatzschaltung war es, mit den angegebenen Sendeparametern eine originalgetreue Rückgewinnung des Datensignalszu garantieren. Die maximale Übertragungsgeschwindigkeit mußte dabei aus oben angeführten Gründen bei τ_1=2,2ms auf 100 bit/s und bei τ_1=3,2ms auf 50 bit/s festgelegt werden.

3. Schaffung günstiger Bedingungen zur Auskopplung des ZF-Signals aus einem handelsüblichen Hörrundfunkempfänger

Um die Dateninformation, die zusätzlich über einen AM-MW-Hörrundfunksender abgestrahlt wird, in geeigneter Weise zurückzugewinnen, ist es nötig, das gleichzeitig in der Phase modulierte Trägersignal eines AM-MW-Senders so aus einem handelsüblichen MW-Empfänger auszukoppeln, daß einerseits jede Beeinträchtigung der am Empfangsprozeß beteiligten Schaltungsstufen (w.z.B. Filter und Schwingkreise) vermieden wird und andererseits der Aufwand des Auskoppelsystems in vertretbaren Grenzen gehalten wird. So ist es wenig sinnvoll, die modulierte HF-Trägerspannung gleich nach den Eingangskreisen des Empfängers auszukoppeln. Erstens müßte ein sehr großer Aufwand mit der Verstärkung des an dieser Stelle sehr kleinen Signalspannungspegels betrieben werden und zweitens würde es sich bei dem Verstärker um ein sehr breitbandiges System handeln, denn im MW-Bereich müßten immerhin Frequenzen von 500...1600 kHz nahezu linear verstärkt werden. Dieser Aufwand kann umgangen werden, wenn man die bei allen heute handelsüblichen MW-Empfängern vorhandene ZF-Stufe als Auskopplungsbasis nimmt. Man kann hier davon ausgehen, daß bei einem optimalen Empfängerabgleich auf Klirrfaktorminimum eine immer konstante ZF von f_{ZF}=455 kHz vorherrscht. Das bietet eine sehr gute Voraussetzung für eine Auskopplung und spätere Weiterverarbeitung des ZF-Signals,da der verwendete Verstärker nur für eine Frequenz dimensioniert werden muß. Bei der Auswahl der Auskoppelstelle ist noch zu berücksichtigen, daß die meisten MW-Empfänger eine ZF-Verstärkerstufe mit „Schwundregelung" besitzen, welche einen nahezu konstanten ZF-Pegel unabhängig vom HF-Eingangspegel abgibt. Das ermöglicht einen großen Dynamikbereich in bezug auf Feldstärkeschwankungen im Empfangsgebiet. Alle diese genannten Vorteile gaben den Ausschlag dafür, die Auskoppelstelle an den Ausgang der ZF-Verstärkerstufe zu legen.

3.1. Auswahl eines geeigneten Hörrundfunkempfängers

Im Laborversuch wurde zur Auskopplung des zusätzlich phasenmodulierten AM-MW-Trägers ein Autoempfänger A 330 genutzt. Der Empfänger arbeitet mit einer ZF von f_{ZF}=455 kHz. Dieses ZF-Signal wird mit einem integrierten AM-Empfängerschaltkreis A 244 erzeugt, verstärkt und mit einem Pegel von $\leqq$ 500 mV an dessen Ausgang zur Verfügung gestellt. Durch seinen symmetrischen Aufbau und Regelung von 3 der 4 ZF-Stufen wird eine sehr gute Großsignalfestigkeit bei einem Regelumfang von ≈ 100 dB erreicht. Abb. 1 zeigt die Lage des Auskoppelpunktes anhand eines Ausschnittes der Empfängerschaltung.

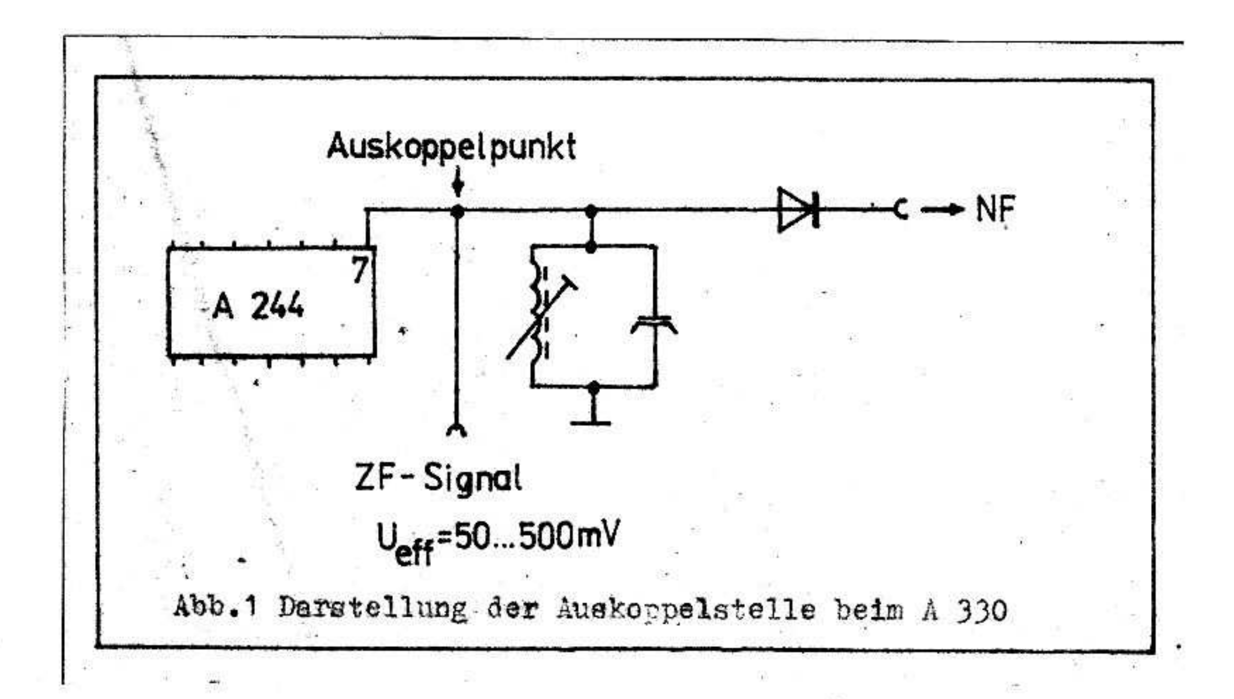


Abb.1 Darstellung der Auskoppelstelle beim A 330

Diese Auskoppelstelle bringt jedoch ein Problem mit sich. Durch die Ankopplung einer nicht kapazitätsfreien Last kommt es zu einer Beeinflussung des ZF-Schwingkreises, das heißt die Resonanzfrequenz verschiebt sich geringfügig.

Um dem entgegenzuwirken, macht es sich erforderlich, das ZF-Filter durch Verändern der Schwingkreisinduktivität abzugleichen, was jedoch an anderer Stelle noch ausführlicher beschrieben wird.
Die Auswahl eines Autoempfängers A 330 als für unsere Zwecke optimalen Hörrundfunkempfänger wurde in erster Linie dadurch getroffen, da dieser Empfängertyp in einem geschirmten Gehäuse untergebracht ist und so gegenüber HF-Fremdfeldern unempfindlich ist und da er die oben bereits genannten Vorteile in der ZF-Stufe aufweist. Weiterhin bietet er in bezug auf seine geringen Abmessungen und seines kompakten Aufbaus gute Voraussetzungen für eine mobile Erprobungsphase des Empfängerzusatzbausteins.

3.2. Auskopplung des ZF-Signals und anschließende Verstärkung

Am Ausgang des AM-Empfängers A 244 (Pin7) kann man eine ZF-Spannung mit einer Amplitude von U_{eff}=50...500 mV entnehmen. Um den A 220, von dem für unsere Zwecke ausschließlich der Begrenzerverstärker genutzt wird, optimal anzusteuern, ist eine Signalamplitude von ca. 500mV...1V nötig. Es machte sich daher erforderlich, das ZF-Signal zu verstärken.

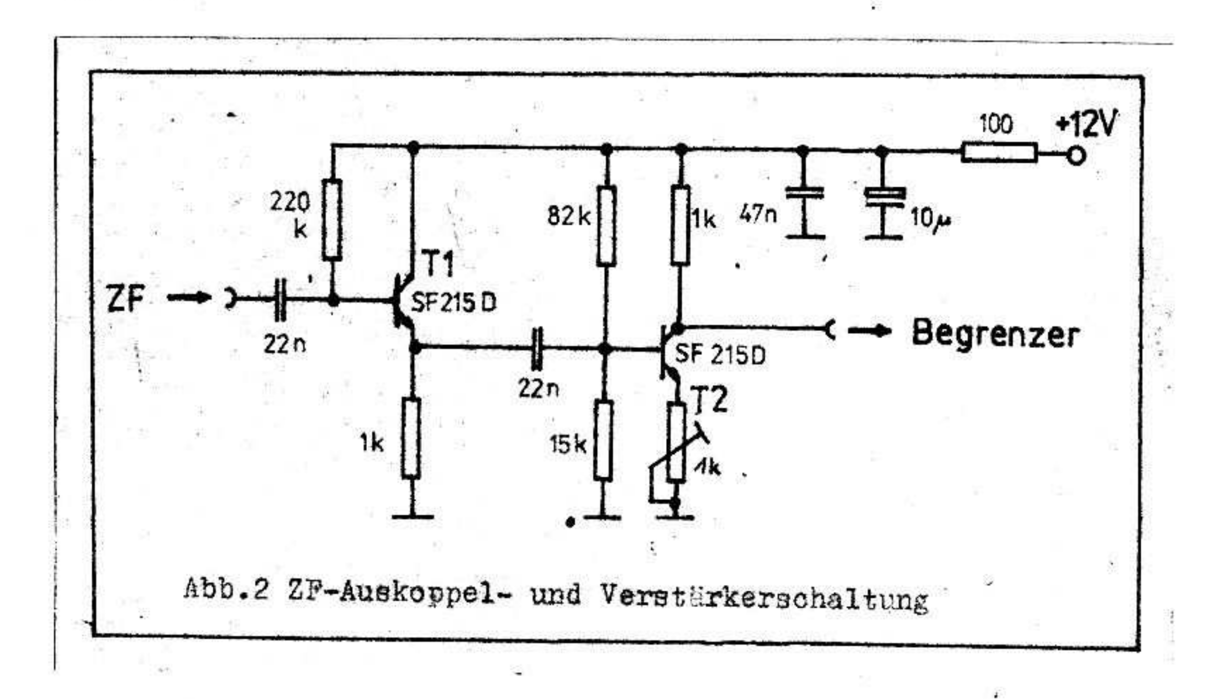


Abb.2 ZF-Auskoppel- und Verstärkerschaltung

Abb.2 zeigt die dazu notwendigen Schaltungsmaßnahmen. T1 arbeitet dabei als Kollektorstufe mit hochohmigem Eingang, um die nachfolgenden Schaltungsstufen rückwirkungsfrei an den Empfänger anzukoppeln. T2 ist als regelbarer stromgegengekoppelter Verstärker ausgelegt, um unabhängig von der Empfangsfeldstärke ein optimales Arbeiten des Begrenzers zu gewährleisten. Es muß hier jedoch betont werden, daß diese Verstärkereinstellung für einen vorgegebenen Einsatzbereich nur einmal vorgenommen werden muß, da die Begrenzereingangsspannung in den oben bereits genannten Grenzen schwanken darf. Im Versuchsaufbau wurde der Empfänger auf den am stärksten einfallenden Hörrundfunksender eingestellt und mittels Verstärkungsregelung eine Spannung von U_{eff}=0,7V am Ausgang der Verstärkerstufe eingestellt.

Die gesamte Auskoppel- und Verstärkerschaltung wurde auf einer separaten Leiterkarte realisiert und im Empfänger untergebracht. Als Versorgungsspannung dient die Betriebsspannung des Hörrundfunkempfängers (+12V).

4. AM-Unterdrückung des ZF-Signals und Pegelanpassung

4.1. Optimale Beschaltung des Begrenzerverstärkers des A 220

Eine Variante einer Begrenzerverstärkerschaltung mit dem integrierten Schaltkreis A 220 wurde bereits in /3/ vorgestellt. Hier sollen einige Veränderungen genannt werden, die eine optimale Arbeitsweise garantieren. Abb.3 zeigt diese Schaltungsvariante.

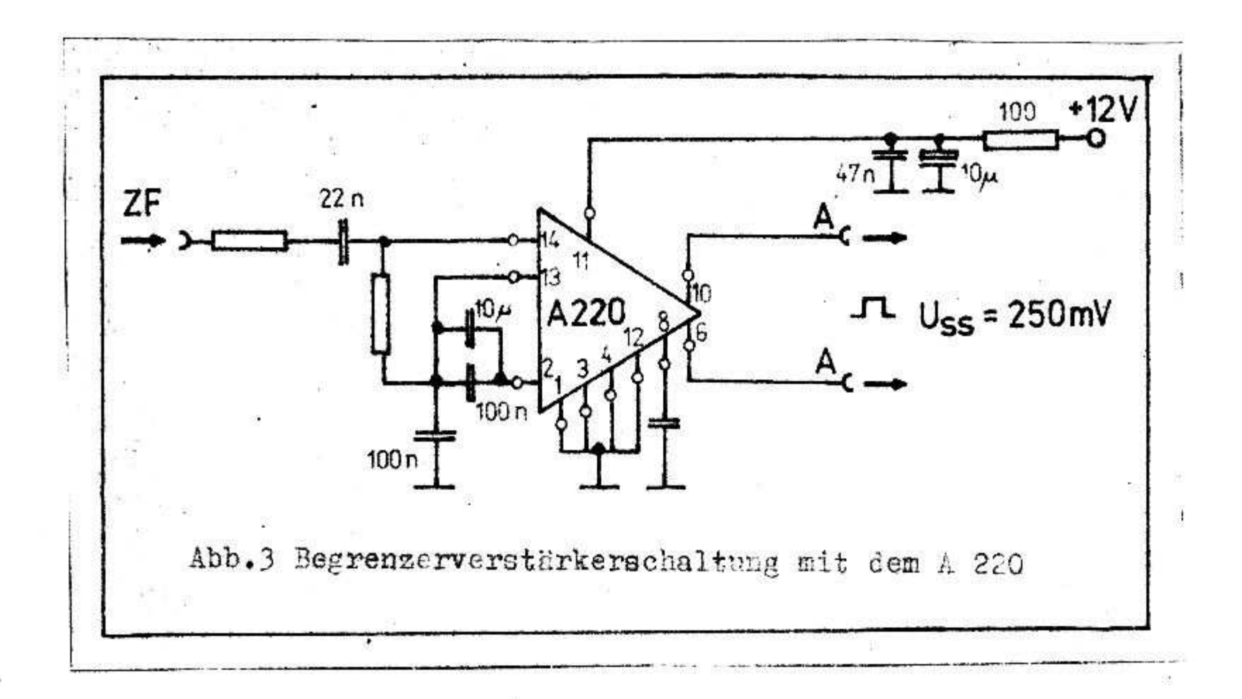


Abb.3 Begrenzerverstärkerschaltung mit dem A 220

Da in den Applikationsvorschriften des Herstellers für unseren Zweck keine geeigneten Schaltungsvarianten für die Beschaltung des A 220 als Begrenzerverstärker gegeben wurden, mußte eine geeignete Lösung des Problems gefunden werden. Die in Abb.3 dimensionierte Beschaltung des A 220 wurde experimentell optimiert. Dabei wurde eine minimale Störphasenmodulation, die unter anderem durch Restamplitudenmodulation hervorgerufen werden kann, als Optimierungskriterium der am Ausgang des Begrenzerverstärkers anliegenden Signalfolge festgelegt. So wurde durch optimale Bemessung der Beschaltung des A 220 das Phasenrauschen bzw. Modulationsspitzen am Ausgang des Phasendetektors auf einen Spitzenpegel von $U_R \approx 10$mV zurückgedrängt werden. Diese Amplituden entsprechen etwa 10% des Nutzsignals und können demnach vernachlässigt werden.

4.2. Verstärkung des Ausgangssignals des Begrenzerverstärkers auf TTL- bzw. CMOS-Pegel

Um mit der Empfänger zusatzschaltung universell einsetzbar zu sein und gleichzeitig die Basis dafür zu schaffen, daß im Ergebnis nachfolgender Untersuchungen CMOS-Bauelemente, wie zum Beispiel der PLL-Schaltkreis CD 4046 oder ein äquivalenter Typ aus der DDR-Produktion, zum Einsatz kommen, wurde diese Verstärkerstufe so ausgelegt ,daß das Ausgangssignal je nach Bedarf mit TTL- oder CMOS-Pegel abgegriffen werden kann.

Das begrenzte ZF-Signal, was in seiner Form ein Rechtecksignal ohne Amplitudenmodulation ist, wird am Ausgang des Begrenzerverstärkers (Pin 6 des A 220) galvanisch ausgekoppelt. Das wird unter anderem dadurch notwendig, da der Hersteller eine kapazitive Belastung der Ausgänge des A 220 verbietet. Diese Auskopplung geschieht mit einer Kollektorstufe, die gleichzeitig eine hochohmige Ankopplung und damit die Beeinflussungsfreiheit von den nachfolgenden Stufen sichert. Die eigentliche Verstärkerstufe bildet ein spannungsgegengekoppelter Transistor in Emitterschaltung. Die Dimensionierung dieser Stufe wurde unkritisch vorgenommen, da der definierte TTL- bzw. CMOS-Pegel durch einen Schalttransistor realisiert wird,dessen Versorgungsspannung je nach Verwendungszweck +5V (TTL) oder +12V (CMOS) beträgt. In unserem Fall wird diese Schalttransistorstufe mit +5V betrieben, da zum Ansteuern des digitalen Phasendetektors TTL-Pegel notwendig ist. Abb.4 zeigt die Gesamtschaltung der Verstärkerstufe.

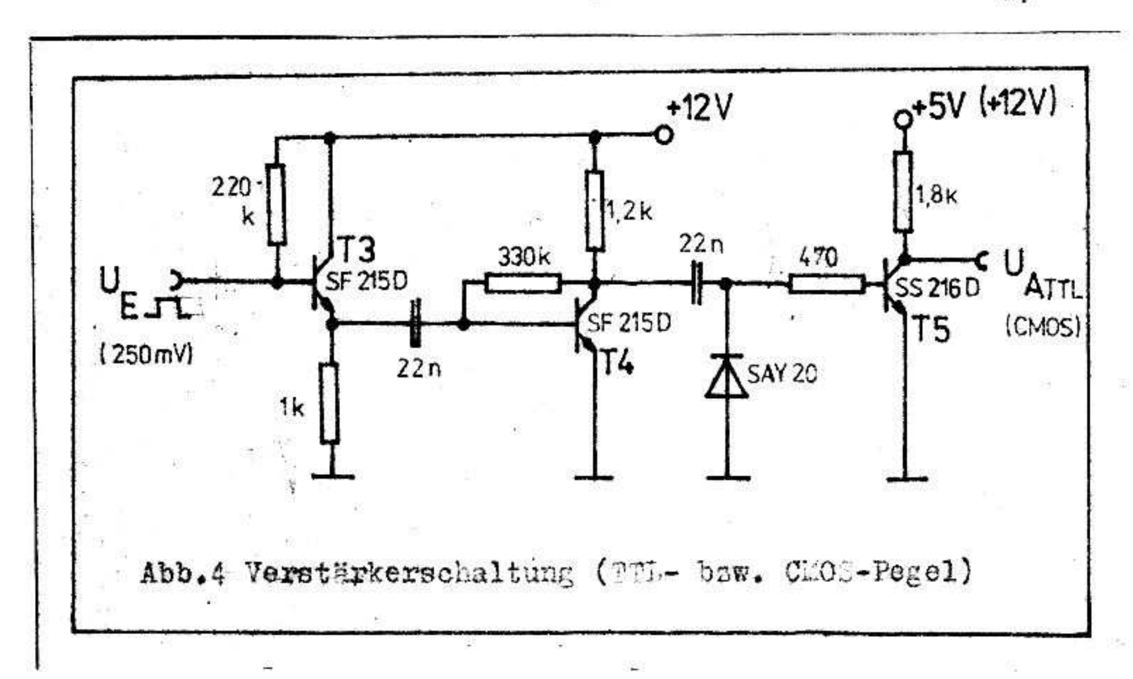


Abb.4 Verstärkerschaltung (TTL- bzw. CMOS-Pegel)

5. Optimierung des PLL-Regelkreises

Zur Demodulation des durch „weiche" Phasenumtastung zusätzlich in der Phase modulierten AM-Trägersignals wird eine PLL-Regelschleife genutzt, deren Blockschaltbild in Abb.5 dargestellt ist.

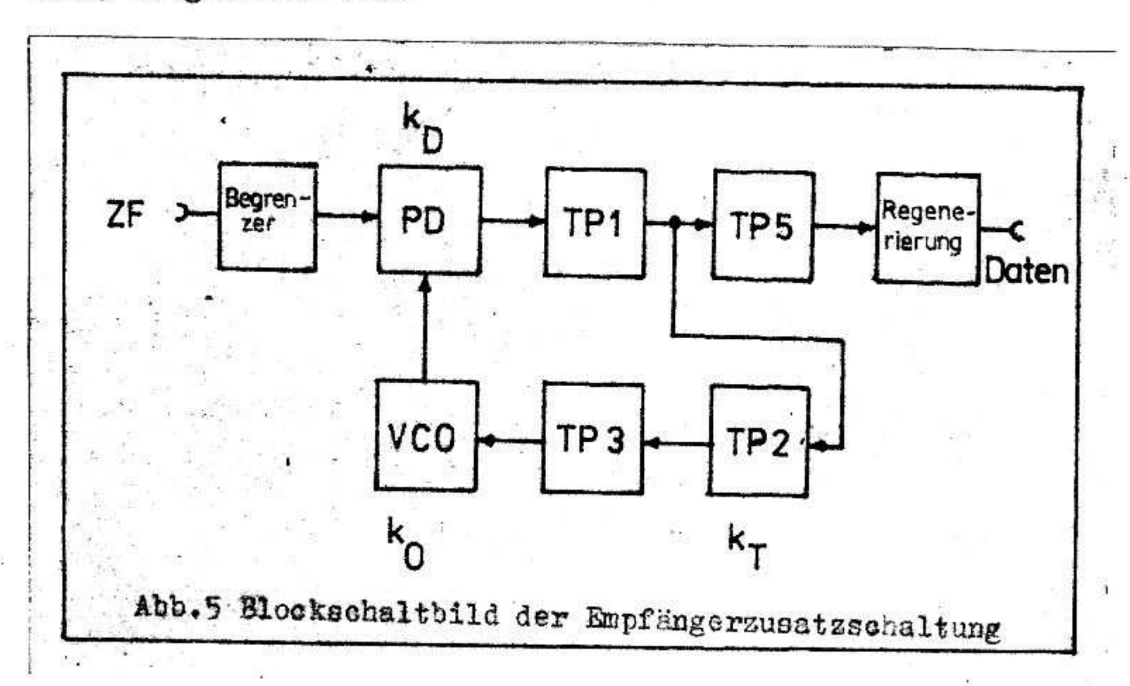


Abb.5 Blockschaltbild der Empfängerzusatzschaltung

Theoretische Betrachtungen über den PLL wurden in /5/ und /3/ in ausführlicher Form vorgenommen, so daß Ausführungen

darüber in dieser Arbeit entfallen können. Es werden hier nur Maßnahmen beschrieben, die ein optimales Arbeiten des PLL als Phasendemodulator gewährleisten.
Als Frequenzmultiplizierer dient ein digitaler Phasendetektor (PD), wie er in /3/ verwendet wurde. Sein Verstärkungsfaktor k_D wurde mit

$$k_D = \frac{\Delta U_3}{\Delta \varphi} = 0{,}88/\pi \cdot V \cdot rad^{-1} \qquad (1)$$

meßtechnisch ermittelt. Die Kennlinie $\underline{U}_3 = f(\Delta\varphi)$ ist in Anlage 3a dargestellt.

5.1. Untersuchungen am VCO

Der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO), der ein entscheidender Bestandteil des Phasenregelkreises ist, wurde in seiner Grundkonzeption aus /3/ übernommen, so daß hier eine Beschreibung des Wirkungsprinzips sowie der typischen Parameter (wie zum Beispiel Frequenz- und Phasenkonstanz) nicht mehr vorgenommen werden muß. Der Autor beschreibt in /3/ einen Oszillator, dessen Frequenzkennlinie f=g(U) eine Steilheit von m=3,9 besitzt, woraus sich eine Verstärkung von $k_0 = 7{,}8 \cdot \pi \cdot 10^3 s^{-1} V^{-1}$ ergibt. Durch spätere Untersuchungen wurde jedoch ermittelt, daß dieser Verstärkungsfaktor erhöht werden muß, um bei Inkaufnahme geringfügig schlechterer dynamischer Parameter des PLL größere Regelspannungsimpulse am Ausgang des PD zu erhalten. Weiterhin wies die Kennlinie noch Nichtlinearitäten auf, die zu einer unsymmetrischen Phasenregelspannung $u_3(t)$ führte und somit die Rückgewinnung des Datensignals erschwerte. Diese Mängel galt es durch geeignete Maßnahmen zu beseitigen. Dabei erwies sich ein Verstärkungsfaktor des VCO von

$$k_0 = \frac{\Delta\omega}{\Delta U_3} = 10 \cdot \pi \cdot 10^3 s^{-1} V^{-1} \quad , \qquad (2)$$

das bedeutet eine Steilheit der Frequenzkennlinie von m=5 , als optimal.
Um eine möglichst lineare VCO-Kennlinie zu erhalten, war es nötig, den frequenzbestimmenden Teil des Oszillators zu analysieren. Die Frequenz des VCO wird durch den Reihenresonanzkreis bestimmt und nach der Gleichung $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$

berechnet. Die Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz wird durch die Kapazitätsdiode KB 113, deren Kapazität ΔC von der angelegten Sperrspannung abhängt (siehe Anlage 2), realisiert. Die frequenzbestimmende Ersatzschaltung des VCO zeigt Abb.6 :

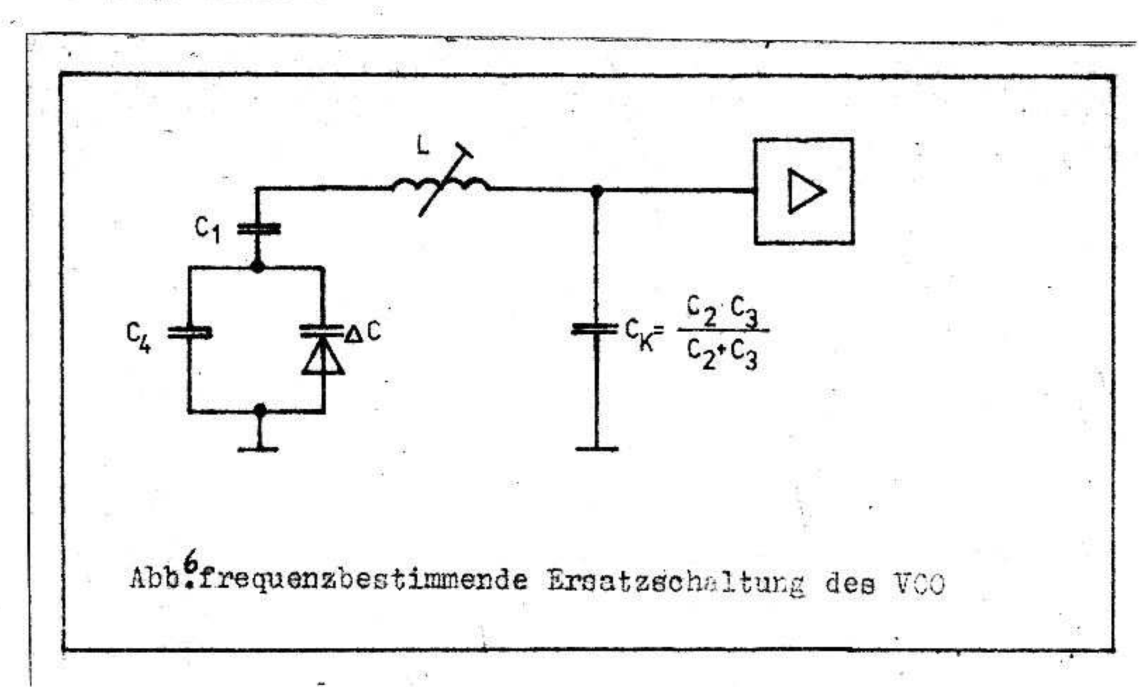


Abb.6.frequenzbestimmende Ersatzschaltung des VCO

Die Gesamtkapazität C_{ges}, die mit der Induktivität L die Frequenz des Oszillators bestimmt, berechnet sich nach Gleichung

$$C_{ges} = \frac{C_K \cdot C_1 \cdot (\Delta C + C_4)}{C_K \cdot C_1 + (\Delta C + C_4) \cdot (C_K + C_1)} \qquad (3)$$

Aus der bereits gestellten Forderung nach einer möglichst guten Linearität der Frequenzkennlinie folgt, daß

$f = g(U) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{ges}}}$ linear verlaufen soll. Daraus ergibt sich $f = \frac{1}{\sqrt{C_{ges}}} \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{L}}$ und weiter $f \sim \frac{1}{\sqrt{C_{ges}}}$.

Durch den Autor von /3/ wurde unter Berücksichtigung einer losen Kopplung ein Koppelfaktor von $K = \frac{C_3}{C_2} = 0{,}26$ als optimal befunden. Daraus folgt $C_K = 500\,pF$.

Entscheidend für die Frequenzänderung mit der Spannung ist die Kennlinie der Kapazitätsdiode. Sie ist in Anlage 2 dargestellt und in einer Näherung kann sie mit der Gleichung

$$\Delta C = \frac{C_0}{\sqrt{1+1{,}4 \cdot U/V}}$$

mathematisch beschrieben werden. C_0 wurde mit Hilfe der Herstellerangaben ($\Delta C(1V)=260$ pF) zu 402,8pF berechnet. Diese Näherung gilt allerdings nur bei Regelspannungen von 0,5 ... 3V mit hinreichender Genauigkeit. Das machte eine rechnerische Optimierung der VCO-Schaltung unmöglich, da es sich im Verlauf der Untersuchungen zeigte, daß eine Verlagerung des Arbeitspunktes auf der ΔC-Kennlinie in Richtung größerer Spannungen erfolgversprechend waren. Diese Sperrspannungen, bei denen eine günstige Krümmung der Kapazitätskennlinie vorhanden ist, liegen in der Größenordnung um 5V. Daraus ist ersichtlich, daß die mathematische Näherung für ΔC aus genannten Gründen nicht für eine Optimierungsrechnung genutzt werden kann.

Um Sperrspannungen von ca. 5V zu erhalten, mußte eine negative Gleichspannung von U_v=3V zur Regelspannung $u_3(t)$ addiert werden. Dieser Wert wurde durch Approximierung erhalten. Dabei wurde von einer linearen Frequenzkennlinie ausgegangen und unter Beachtung ihrer Steilheit m=5 die Werte der Kapazitäten für eine bestimmte Spannung U_v bei konstanter Induktivität berechnet. Als günstigster Wert ergab sich U_v=-3V. Die dabei errechneten Werte für C_1, C_4 und f sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

Tabelle 1

U_3/V	$-U_v$/V	C/pF	C_4/pF	C_1/pF	f/kHz
0,8	3	156	80	71,95	450,1
1		152			451,06
1,4		144			452,96
1,8		136			455
2		132			456,07
2,4		125			458
2,8		119			4 59,9

Die berechnete Frequenzkennlinie $f=g(U_3)$ ist in Anlage 3b im Vergleich zur in der Erprobungsphase genutzten VCO-Kennlinie dargestellt. Aus Zeitgründen konnte ein Umbau des VCO und die anschließende Erprobung der optimierten VCO-Kennlinie nicht mehr im Rahmen dieser Arbeit erfolgen.

5.2. Optimierung des Schleifenfilters (LF)

Für den Anwendungszweck eines PLL als Phasendemodulator ist das verwendete Schleifenfilter von entscheidender Bedeutung. So bestimmt die Dimensionierung des LF das Regelverhalten und damit neben dem Verlauf der Regelspannung die dynamischen Parameter des PLL in entscheidendem Maße. In der zu untersuchenden Empfängerzusatzschaltung kam ebenfalls ein passives LEAD-LAG-Filter 1. Ordnung, zum Einsatz wie es bereits in /3/,Anlage 4 dargestellt worden ist. Bei diesem Filtertyp besteht die Möglichkeit,durch Variation des Widerstandsverhältnisses die Eigenschaften des PLL entscheidend zu beeinflussen. Die optimale Bemessung dieses LF soll Gegenstand der nachfolgenden Untersuchungen sein.

5.2.1. mathematische Bestimmung der optimalen Filterparameter im Zeitbereich

Die Optimierung des Schleifenfilters kann nach verschiedenen Kriterien erfolgen. Zum einen kann man die maximale Phasensignalspannung als Basis für Optimierungsuntersuchungen nehmen und zum anderen, und das schien für unseren Fall günstiger, kann eine Optimierung in der Art erfolgen, daß die größtmögliche Amplitude der Phasenregelimpulse und das Abklingen dieser Impulse bei t=20ms (=50 bit/s) auf ein Minimum erzielt werden. Weiterhin mußte darauf geachtet werden, daß die durch die Dimensionierung des LF hervorgerufene Dämpfung α des Phasensignals so groß gehalten wird, daß das Überschwingen der Phasenregelimpulse bei zwei aufeinanderfolgenden gleichen Bits des Datensignals vernachlässigt werden kann.

Die Phasendetektorausgangsspannung $u_3(t)$ wird von der Steilheit der Demodulatorkennlinie (k_D) und der Phasendifferenz der beiden am PD anliegenden Eingangssignale bestimmt. Sie kann demnach mit der Gleichung

$u_3(t) = k_D \cdot (\varphi(t) - \varphi_0(t))$ bestimmt werden, wobei $\varphi_0(t)$=Phase des VCO-Signals ist. Dieses Phasensignal $u_3(t)$ wird nun durch die in Abb.7 dargestellte Tiefpaßkette mehr oder weniger beeinflußt.

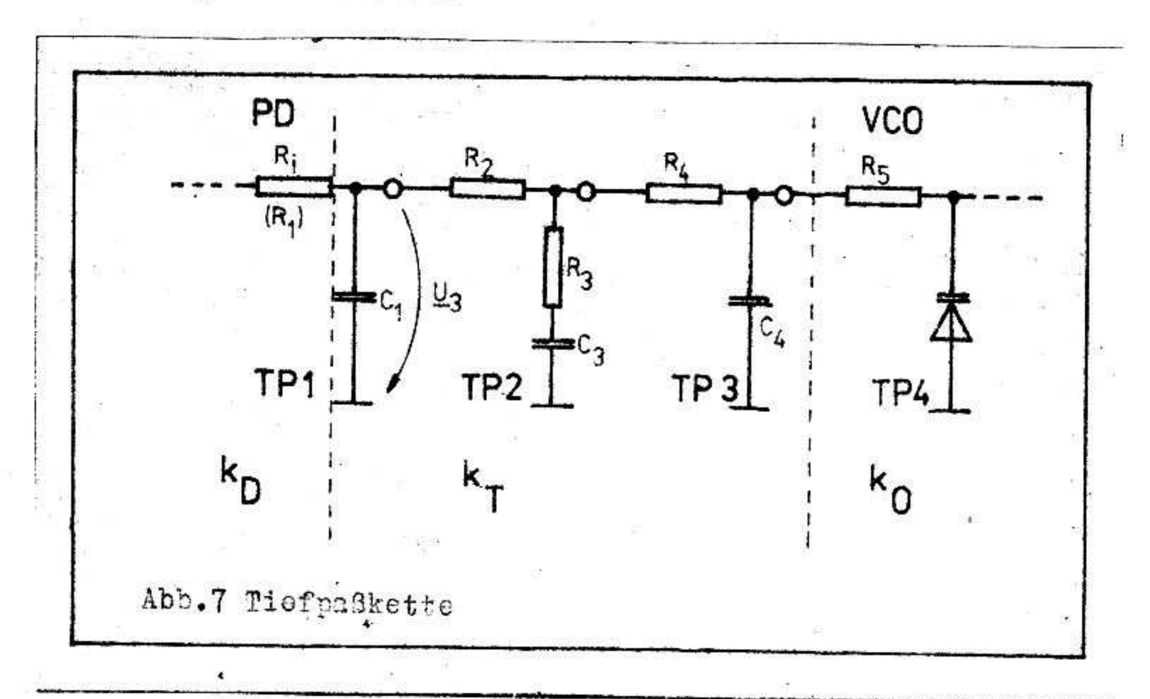


Abb.7 Tiefpaßkette

Tiefpaß 1 (TP1) filtert die Harmonischen $n\omega_0$ der ZF aus. Er setzt sich aus dem Innenwiderstand des Phasendetektors R_1 und C_1 zusammen. Seine Grenzfrequenz ω_{g1} ist so hoch, ($\omega_{g1} \gg \omega_1 = 1/\tau_1 \ll \omega_0$) so daß er keinen Einfluß auf das Regelverhalten des PLL ausübt und für die Optimierung des PLL unberücksichtigt bleiben kann.
Tiefpaß 3 (TP3) dient zur Ausfilterung der restlichen Anteile der zwischenfrequenten Harmonischen $n\omega_0$ und von Restamplitudenanteilen. Seine Grenzfrequenz ω_{g4} ist ebenfalls größer als ω_g und ist deshalb für die Optimierung zunächst uninteressant.

Entscheidend für das Regelverhalten des PLL ist Tiefpaß 2 (TP2). Dieser ist ein Lead-Lag-Filter 1. Ordnung. Seine Bezugszeitkonstanten sind :

$$\tau_2=(R_2+R_3)\cdot C_3=R_2\cdot C_3(1+k_T)\approx R_2\cdot C_3 \qquad (4)$$

$$\tau_3=R_3\cdot C_3=k_T\cdot R_2\cdot C_3\approx k_T\tau_2 \qquad (5)$$

wobei $k_T=R_3/R_2\ll 1$ ist.

Die Grundlagen und teilweise mathematische Erkenntnisse für die nachfolgende Optimierungsrechnung wurden aus /4/ übernommen.

Die Optimierung wurdenun so durchgeführt, daß die Amplituden des Phasensignals U_3MAX des optimierten Phasensignalverlaufs $u_{3max}(t)$ gleiche Größe haben, unabhängig von der Bitfolge des Datensignals. Es wird also ein zu langsames bzw. zu schnelles Regelverhalten, welches ein „Schwimmen" des Mittelwertes bei unterschiedlicher Bitfolge bzw. eine zu kleine Regelabweichung U_{3max} zur Folge hat, ausgeschlossen.

Entscheidendes Optimierungsergebnis ist die Bemessung von k_T. Die größtmögliche Phasensignalspannung U_{3max} kann mit folgender Beziehung beschrieben werden $U_{3max}=f(k_{Topt})$, woraus sich durch Extremwertbetrachtung ein Maximum U_{3MAX} dieses Signalverlaufs ergibt.

Die Phasendetektorausgangsspannung $u_3(t)$ kann im Frequenzbereich durch

$$U_3(p)=k_D\cdot\Phi(p)\cdot\frac{1}{1+k_D\cdot\frac{k_O}{p}\cdot F_2(p)}=k_D\cdot\Phi(p)\cdot\frac{1}{1+V_L(p)} \qquad (6)\ /5/$$

beschrieben werden . Hierbei sind $F_2(p)=k_T\cdot\frac{p+1/k_T\cdot\tau_2}{p+1/\tau_2}$ (7)

die Spannungsübertragungsfunktion des TP2 und

$$V_L(p)=k_D\cdot k_{O/p}\cdot F_2(p)=k/p\cdot\frac{p+1/k_T\cdot\tau_2}{p+1/\tau_2} \quad \text{mit } k=k_D\cdot k_O\cdot k_T \qquad (8)$$

die Offenschleifenverstärkung des Regelsystems.

Beim Anlegen einer Sprungfunktion an die Regelschleife ergibt sich mit $\Delta\varphi\cdot s(t)\ 8\!\!-\!\!\!-\!\!\bullet\ \Delta\varphi/p$

$$U_3(p)=k_D\cdot\Delta\varphi\cdot\frac{1}{p+k\cdot\frac{p+1/k_T\cdot\tau_2}{p+1/\tau_2}}=k_D\cdot\Delta\varphi\cdot\frac{p+1/\tau_2}{p^2+p\cdot(1/\tau_2+k)+k/k_T\cdot\tau_2} \qquad (9)$$

Der Minimalwert von τ_2 bei gegebenen Werten von k_T und k bestimmt werden, indem man die Nullstellen der Pole von (9) berechnet, und zwar unter der Bedingung, daß bei Forderung eines aperiodischen Einschwingens beide Pole reell bleiben müssen. Das ergibt die Beziehung (Wurzel)

$4k\tau_2 \lesssim k_T \cdot (k\tau_2+1)^2$ und für $k\tau_2 \gg 1$ folgt

$$4 \lesssim k_T \cdot k \cdot \tau_2 \qquad (10)$$

Unter Anwendung einer Näherung berechnen sich die Pole von (9) zu

$$p_{1/2} = -k/2 \cdot \left(1 \pm \left(1 - \frac{2}{k_T \cdot k \cdot \tau_2}\right)\right) \qquad (11)$$

$$p_1 = -k$$
$$p_2 = -\frac{1}{k_T \tau_2} = -1/\tau_3 \quad .$$

Man erhält damit für $U_3(p)$:

$$U_3(p) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot \frac{p+1/\tau_2}{(p+k)\cdot(p+1/\tau_3)} \qquad (12)$$

$$= k_D \cdot \Delta\varphi \cdot \left(\frac{A}{p+k} + \frac{B}{p+1/\tau_3}\right)$$

und nach Rücktransformation in den Zeitbereich

$$u_3(t) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot e^{-kt} \quad . \qquad (13)$$

Diese Beziehung erlaubt durch Umstellung nach t eine Optimierung für k, wenn für eine vorgegebene minimale Bitdauer des Datensignals (in unserem Fall t_{min}=20ms) eine maximal zulässige Abweichung der Regelspannung von der „0"-Achse im Schaltpunkt akzeptiert wird. Die Optimierungsgleichung für k lautet nach Umstellen von (13):

$$k = -\frac{1}{t_{min}} \cdot \ln \frac{U_3(t_{min})}{k_D \cdot \Delta\varphi} \quad . \qquad (14)$$

Jetzt kann die Optimierung des Wertes k_T bei gegebenen Werten k_D, k_0 und τ_1 erfolgen.

Unter Einbeziehung des verschliffenen Eingangssignals

$$\Phi(p) = \frac{\Delta\varphi}{p \cdot (1+p\tau_1)^2} \quad \text{erhält man} \qquad (15)$$

$$U_3(p) = k_D \cdot \frac{\Delta\varphi}{p\cdot(1+p\cdot\tau_1)^2} \cdot \frac{1}{1+\frac{k}{p}\cdot\frac{p+1/k_T\cdot\tau_2}{p+1/\tau_2}}$$

und nach Vereinfachung

$$U_3(p) \approx k_D \cdot \Delta\varphi/\tau_1{}^2 \cdot \frac{1}{(p+k)\cdot(p+1/\tau_2)^2} \quad . \qquad (16)$$

Nach Rücktransformation dieser Beziehung in den Zeitbereich findet man :

$$u_3(t)=k_D\cdot\Delta\varphi\cdot\frac{1}{(k\cdot\tau_1-1)^2}\cdot(e^{-kt}-e^{-t/\tau_1}\cdot(1-(k\tau_1-1)\cdot\frac{t}{\tau_1}))$$

$$=\frac{k_D\cdot\Delta\varphi}{(k\cdot\tau_1-1)^2}\cdot(e^{-k\tau_1\cdot t/\tau_1}-e^{-t/\tau_1}\cdot(1-(k\tau_1-1)\cdot\frac{t}{\tau_1})).\qquad(17)$$

Um das Maximum der Signalspannung $u_3(t)$ zu berechnen, ist es notwendig, eine Extremwertbetrachtung durchzuführen. So kann man den Ansatz machen :

$$\frac{du_3(t)}{dt}\Big|_{t=t_0} = 0 = \frac{k_D\cdot\Delta\varphi}{(k\tau_1-1)^2}\cdot(-ke^{-kt_0}+e^{-t_0/\tau_1}\cdot(k\cdot(1-\frac{t_0}{\tau_1})+\frac{1}{\tau_1}\cdot\frac{t_0}{\tau_1})).\qquad(18)$$

Man erhält damit die Zusammenhänge $t_0/\tau_1=f(k\cdot\tau_1)$ und $U_{3MAX} = f(k\tau_1)$ unter Zuhilfenahme der transzendenten Funktion :

$$e^{-(k\tau_1-1)\cdot t_0/\tau_1} = 1-\frac{t_0/\tau_1\cdot(k\tau_1-1)}{k\tau_1} \approx e^{-z} = 1-\frac{z}{k\tau_1} \qquad (19)$$

$$\text{mit } z= f(k\tau_1) = (k\tau_1-1)\cdot\frac{t_0}{\tau_1} \quad .$$

In Anlage 4 sind die Verläufe von $z=f(k\tau_1)$, $y=\frac{U_{3MAX}}{k_D\cdot\Delta\varphi}=f(k\tau_1)$ und $x = \frac{t_0}{\tau_1}=f(k\tau_1)$ graphisch dargestellt.

$$U_{3MAX} = u_3(t_0)_{max} = \frac{k_D\cdot\Delta\varphi}{k\tau_1}\cdot\frac{t_0}{\tau_1}\cdot e^{-t_0/\tau_1} \qquad (20)$$

ist der tatsächlich erreichbare maximale Spannungswert.

Ein Optimum für U_{3MAX} ergibt sich für den Wert $k\tau_1 \ll 1$.
Das kann man durch graphische Ermittlung in Anlage 4 gut erkennen. Diese Tatsache besagt, daß k möglichst klein gewählt werden muß. Dem entgegen steht aber die Sicherung eines möglichst großen Haltebereichs $_{H}$ der Regelschleife, der mit sinkendem k ebenfalls kleiner wird. Für k_{min} ergibt sich :

$$k_{min} < k \ll \frac{1}{\tau_1} = \frac{10^3}{2{,}2s} = 454{,}5\ s^{-1} \quad , \qquad (21)$$

und mit dem konstanten Wert $k_D \cdot k_0 = 8800\ s^{-1}$

$$k_{Tmin} < k_T = \frac{k}{k_D k_0} \ll \frac{454{,}5\ s^{-1}}{8800\ s^{-1}} = 0{,}0516 \ll 1 \quad . \qquad (22)$$

Mit den berechneten Mindestwerten für k und k_T wird die Forderung (10) in jedem Fall übertroffen :

$$k_T \cdot k \cdot \tau_2 = k_T{}^2 \cdot k_D \cdot k_0 \cdot \tau_2 \geqq 20 \quad . \qquad (23)\ /4/$$

Wenn man nun die Forderung stellt, daß im Schaltpunkt (t_{min}) das Phasensignal maximal 5% bezogen auf den Maximalwert $k_D \cdot \Delta\varphi$ von der „0"-Achse abweichen soll, kann man folgenden Optimalwert für k unter Zuhilfenahme der Beziehung (14) finden, und zwar bei einer Übertragungsgeschwindigkeit $v_{\ddot{U}}$=50 bit/s , was einen Wert für t_{min} von 20ms ergibt.

$$k_{opt} = -\frac{1}{t_{min}} \cdot \ln \frac{u_3(t_{min})}{k_D \cdot \Delta\varphi} = -\frac{10^3}{20s} \cdot \ln 0{,}05 = 150 s^{-1} \qquad (24)$$

Es kann nun mit diesem optimierten Wert für k die Dimensionierung für das Schleifenfilter bei einer Signalverschleifung mit τ_1=2,2ms vorgenommen werden. Der Wert für t_o/τ_1 wurde Anlage 4 entnommen. Mit $k_D \cdot k_0 = 8800\ s^{-1}$ ergibt sich :

$$k\tau_1 = 150\ s^{-1} \cdot 2{,}2ms = 0{,}33 \qquad (25)$$

$$t_{max} = t_o = 2{,}85 \cdot \tau_1 = 2{,}85 \cdot 2{,}2ms = 6{,}27\ ms \qquad (26)$$

$$\frac{U_{3MAX}}{k_D \cdot \Delta\varphi} = 0{,}5 \qquad (27)$$

$$k_T = \frac{k}{k_D \cdot k_0} = \frac{150\ s^{-1}}{8800\ s^{-1}} = 0{,}017 \qquad (28)$$

$$\tau_2 \geq \frac{20}{k_T^{2} \cdot k_D \cdot k_0} = \frac{20}{8800\,s^{-1} \cdot (0{,}017)^2} = 7864\ s \qquad (29)$$

$$\tau_3 = k_T \cdot \tau_2 = k_T \cdot 7{,}864 s = 0{,}134\ s \quad . \qquad (30)$$

Damit ist die Berechnung des 2.Tiefpasses abgeschlossen. Um nun aber reale Werte für den Signalspannungswert zu bekommen, ist es nötig, TP3 in die Berechnung mit einzubeziehen. In Abschnitt 5.2.2. wird deutlich werden, daß dieser Tiefpaß eine geringfügige Beeinflussung des Regelverhaltens des PLL bewirkt. Das geschieht durch die Einwirkung auf das Phasenverhalten der Regelschleife, was sich in der Verkleinerung des Phasenrandes ausdrückt.
In einer ersten Optimierung wurde ω_{g4} mit $\omega_{g4} = 2 \cdot \omega_g \approx 2 \cdot k$

mit $\omega_g \approx k = k_D \cdot k_0 \cdot k_T$

festgelegt.
Beachtet man das differentielle Regelverhalten des Systems unter Einbeziehung von TP2 (mit der optimierten Offenschleifenverstärkung $V_L^*(p)$)als VCO-Verhalten, allerdings jetzt mit der Verstärkung $k = k_0^*$, erhält man :

$$U_3(p) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot \frac{1}{p+k}$$ und nach Erweiterung mit p/p und Umstellung

$$U_3(p) = \frac{k_D \cdot \Delta\varphi}{p} \cdot \frac{1}{1+k/p} = \frac{k_D \cdot \Delta\varphi}{p} \cdot \frac{1}{1+V_L^*(p)} \quad . \qquad (31)\ /4/$$

Bezieht man jetzt den 3. Tiefpaß mit ein, ergibt sich mit der Übertragungsfunktion

$$F_3(p) = \frac{1}{\tau_4} \cdot \frac{1}{p+1/\tau_4} = 2 \cdot k \cdot \frac{1}{p+2 \cdot k} \qquad (32)$$

folgender Wert für $U_3(p)$:

$$U_3(p) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot \frac{p + 2 \cdot k}{p^2 + 2 \cdot p \cdot k + 2 \cdot k^2} \quad . \qquad (33)$$

Die Sprungantwort berechnet sich nach Rücktransformation in den Zeitbereich zu :

$$u_{3_r}(t) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot e^{-k \cdot t} \cdot (\cos k \cdot t + \sin k \cdot t) \quad . \qquad (34)$$

(25)

Im Vergleich mit (13) bedeutet das eine Erhöhung der maximalen Amplitude von $u_3(t)$.
Will man das Verhalten des Regelsystems bei Anlegen eines verschliffenen Phasensprunges betrachten, ist die Berechnung der Impulsantwort g(t) erforderlich.

Mit $U_{3_1}(p) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot \frac{p\cdot(p+2\cdot k)}{p^2+2\cdot k\cdot p+2\cdot k^2}$ und nach Vereinfachung

$$U_{3_1}(p) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot \left(1- \frac{2\cdot k^2}{p^2+2\cdot p\cdot k+2\cdot k^2} \right) \qquad (35)$$

erhält man nach Rücktransformation in den Zeitbereich :

$$u_{3_1}(t) = k_D \cdot \Delta\varphi \cdot (\delta(t)-2\cdot k\cdot e^{-kt} \cdot \sin k\cdot t) = g(t) \quad . \qquad (36)$$

Durch Faltung der Übertragungsfunktion h(t) des Sendetiefpaßsystems mit der Impulsantwort g(t) erhält man das Einschwingverhalten des Regelkreises. Diese Variante wurde jedoch wegen der umfangreichen Berechnungen nicht durchgeführt. Die Lösung des Problems wurde mittels Echomethode (siehe /4/) erzielt. Danach ergibt sich bei τ_1=2,2 ms eine etwa 25% ige Erhöhung der Signalamplitude U_{3MAX} bei einer Verschiebung von t_0 um ca. 0,8 ms .
Daraus ergibt sich für $\frac{U_{3MAX}}{k_D \cdot \Delta\varphi}$:

$$\frac{U_{3MAX}}{k_D \cdot \Delta\varphi} = 0{,}5 + 0{,}5\cdot 0{,}25 = 0{,}625 \quad . \qquad (37)$$

Mit den ermittelten Werten für τ_2, τ_3 und τ_4 kann die optimale Bemessung der Tiefpässe TP2 und TP3 in Abschnitt 5.3. vorgenommen werden.

Zum Abschluß dieser mathematischen Optimierung sollen noch einige Untersuchungen zum Einsatz der Empfängerzusatz-Schaltung bei Verwendung anderer Parameter gemacht werden.
Um die Störwirkung des verschliffenen Datensignals auf das Hörrundfunkprogramm auf ein Minimum zu senken, wurde die Regelschleife für eine Verschleifung mit τ_1=3,2 ms bei maximaler Übertragungsgeschwindigkeit von $v_Ü$=50 bit/s optimiert.

Weiterhin wurde eine Optimierungsrechnung für eine maximale Übertragungsgeschwindigkeit $v_{ü}$=100 bit/s bei bereits genannten Optimierungskriterien angestellt.
Die Ergebnisse sind in Tabelle 2 zusammengefaßt.

Tabelle 2

	τ_1=2,2ms/$v_{ü}$=50bit/s	τ_1=2,2ms/$v_{ü}$=100bit/s
k /s^{-1}	150	300
k_T	0,017	0,034
$k \cdot \tau_1$	0,33	0,66
t_o /ms	6,27	5,06
$\frac{U_{3MAX}}{k_D \cdot \Delta\varphi}$	0,625	0,45
τ_2/ms	7,864	0,983
τ_3/ms	0,134	0,0334

	τ_1=3,2ms/$v_{ü}$=50bit/s	
k /s^{-1}	150	
k_T	0,017	
$k \cdot \tau_1$	0,48	
t_o /ms	8,32	
$\frac{U_{3MAX}}{k_D \cdot \Delta\varphi}$	0,52	
τ_2 /s	7,864	
τ_3 /s	0,134	

Alle erhaltenen Werte wurden durch praktisch Erprobung bestätigt, was anhand der Oszillogramme in Anlage 7 gprüft wurde.

Die Oszillogramme zeigen den Verlauf von $u_3(t)$ bei verschiedenen Zeitkonstanten τ_1, Phasenhüben $\Delta\varphi$ und Übertragungsgeschwindigkeiten $v_{ü}$. Als Datensignal kam eine harmonische Rechtecksignalfolge mit f_{re} (f_{re}=Rechtecksignalfrequenz)= 25 Hz zur Anwendung, woraus sich eine Übertragungsgeschwindigkeit von $v_{ü} = 2 \cdot f_{re} = 50$ bit/s ergibt. Man kann bei Verwendung einer niedrigeren Frequenz (z.B. f_{re}=12,5 Hz) deutlich das Überschwingen des Phasensignals erkennen und somit die Optimierungsergebnisse bestätigen.

5.2.2. Stabilitätsbetrachtung im Bildbereich mittels Bodediagramm

Unter Zuhilfenahme des Bodediagramms kann die Stabilität eines Regelsystems sehr schnell und einfach geprüft werden. Dazu nutzt man die schon in Abschnitt 5.2.1. beschriebene Offenschleifenverstärkung $V_L(p)$, die durch (8) mathematisch bestimmt wurde. Nach kurzer Umstellung erhält man :

$$V_L(p) = k_D \cdot k_O \cdot \frac{1+p\cdot\tau_3}{p\cdot(1+p\cdot\tau_2)} \xrightarrow{p=j\omega} k_D \cdot k_O \cdot \frac{1+j\omega\cdot\tau_3}{j\omega\cdot(1+j\omega\cdot\tau_2)} \,. \quad (38)$$

Das Bodediagramm erhält man durch Überlagerung der 3 Bodediagramme für die Funktionen $1+j\omega\tau_3$, $1/j\omega$ und $1/1+j\omega\tau_2$. Wie bereits in 5.2.1. angedeutet, spielt aber auch TP3 für die Phasenbetrachtung eine Rolle. Es kommt also noch der Ausdruck $1/1+j\omega\tau_4$ zur Gesamtfunktion (38) hinzu. Um das Bodediagramm zeichnen zu können, ist es nötig, die Werte für τ_2, τ_3, τ_4 und $k_D \cdot k_O$ zu kennen. In unserem Fall werden für diesen Entwurf die in 5.2.1. errechneten Werte für τ_1= 2,2 ms angewandt. (τ_2=7,864s, τ_3=0,134s, $\tau_4\approx$3,3ms und $k_D \cdot k_O$=8800s^{-1})
In Anlage 5 ist das Bodediagramm graphisch dargestellt. Für die Betrachtung im stabilen Bereich sind nur TP2 und TP3 von Bedeutung, da TP1, der mit einer Grenzfrequenz ω_{g1}=9800s^{-1} die zwischenfrequenten Harmonischen $n\omega_0$ unterdrückt und TP4, der sich aus der Eingangskonfiguration

des VCO ergibt und eine Grenzfrequenz $\omega_{g5}=7100s^{-1}$ besitzt, weit oberhalb der Grenzfrequenz ω_g liegen.
Aus dem Bodediagramm ist die Grenzfrequenz des Systems $\omega_g=177{,}8s^{-1}$ zu entnehmen. Weiterhin wurde ein Phasenrand $\varphi_R= 62^0$ abgelesen, was die Bedingung $\varphi_{Rmin} > 40^0$ erfüllt und somit Schwingneigung des Regelsystems ausschließt. Damit kann die Stabilitätsuntersuchung abgeschlossen und das Ergebnis als positiv gewertet werden. Es könnte nun anhand des Bodediagramms eine weitere Optimierung der Parameter des PLL vorgenommen werden, was aber nicht zweckmäßig erschien, da mit den in 5.2.1. berechneten Werten optimale Ergebnisse bei Sicherung einer ausreichenden Stabilitätsreserve gewährleistet wurden.

5.2.3. Dynamische Parameter des Regelsystems

Zu den dynamischen Parametern des PLL wurden in /5/ und /3/ ausführliche Betrachtungen vorgenommen. Es sollen hier nur die durch die Optimierung entstandenen Veränderungen im Verhalten der Regelschleife genannt werden. Durch die Versteilerung der VCO-Kennlinie wurde der PLL in seinem Haltebereich eingeengt, was jedoch bei einer Frequenzdrift des Empfängeroszillators von $\Delta f_{ZF}= \pm 100$ Hz (im Betriebszustand beim verwendeten Autoempfänger A 330 gemessen), unproblematisch ist. Der Haltebereich ω_H wurde mit $\omega_H \approx \pm 4{,}5$kHz meßtechnisch ermittelt, so daß ein Ausrasten des PLL ohne äußere Störungen nicht zu befürchten ist.
Die Resonanzfrequenz ω_n des Systems berechnet sich zu :

$\omega_n = \sqrt{\frac{k_D \cdot k_O}{\tau_2}} = 33{,}45\ s^{-1}$ und die Dämpfung α kann zu

$\alpha = \sqrt{\frac{k_D \cdot k_O}{\tau_2}} \cdot \frac{\tau_3}{2} = 2{,}24$ bestimmt werden.

Das Einrastverhalten des PLL konnte durch Parallelschalten zweier antiparalleler Dioden zum Widerstand R_{28} entscheidend verbessert werden. So wird TP2 während des Einrastens kurzgeschlossen und die Zeit für den Einrastvorgang verkürzt.

5.3. Dimensionierung der PLL-Schleife

Die Dimensionierung der Tiefpässe TP2 und TP 3 ist nach Kenntnis der Zeitkonstanten τ_2, τ_3 und τ_4 leicht vorzunehmen. Es muß hier jedoch wegen der Größe der Zeitkonstanten τ_2 eine optimale Auswahl der Bauelemente, insbesondere von C_3(in Abb.7) vorgenommen werden, um einerseits R_2 nicht zu groß werden zu lassen und andererseits C_3 noch realisieren zu können. So wurde für C_3ein Wert von $C_3 = 14{,}7\,\mu F$ angesetzt. Daraus ergibt sich für R_2 und R_3 :

$$R_2 \approx \frac{\tau_2}{C_3} = 535\ k\Omega \qquad \text{und}$$

$$R_3 \approx \frac{\tau_3}{C_3} \approx 9\ k\Omega \quad .$$

Für TP3 kann unter Verwendung des Kondensatorwertes $C_4 = 10nF$ und mit $\tau_4 \approx 3$ ms ein Widerstandswert von :

$$R_4 \approx \frac{\tau_4}{C_4} \approx 300\ k\Omega$$ berechnet werden.

Unter Beachtung der Bauelementetoleranzen und nach erster Erprobung des Schleifenfilters wurden R_2, R_3, R_4 zu $R_2 = 470\ k\Omega$, $R_3 = 8{,}6\ k\Omega$ und $R_4 = 270\ k\Omega$ bestimmt. Mit diesen Werten wurde ein optimales Arbeiten des PLL erzielt.

6. Rückgewinnung der Dateninformation

6.1. Auskopplung des Phasensignals und Verstärkung

Das Phasensignal am Ausgang des Phasendetektors, das durch den TP1 (siehe Abb.7) von den unerwünschten HF-Anteilen $n\omega_0$ befreit wurde, wird über eine kapazitiv angekoppelte Verstärkerstufe aus dem Regelkreis ausgekoppelt. Der Verstärker wurde so bemessen, daß die Phasenregelimpulse, die am Ausgang des PD bei $\Delta\varphi = 30^0$ und $\tau_1 = 2{,}2$ ms etwa einen Spitzenwert von $U_{3MAX} \approx 100$mV besitzen, auf einen Spitzenspannungswert von $U^*_{3MAX} \approx 1$V verstärkt werden. Die Verstärkung wurde deshalb notwendig, um günstigere Bedingungen für die Regenerierung des Datensignals zu erhalten. Der Verstärkerstufe folgt ein weiterer Tiefpaß (TP5), der eventuell auftretende AM-Reste beseitigt. Der RC-Tiefpaß wurde so dimensioniert, daß er bei einer Grenzfrequenz $f_g \approx 100$ Hz nahezu das gesamte NF-Band ausfiltert und andererseits unser Nutzsignal mit einer maximalen Dämpfung von ca. 0,45 dB nur ganz geringfügig verschleift. Die anschließende Trennstufe stellt das verstärkte Phasensignal zur Weiterverarbeitung durch die Signalauswerteschaltung niederohmig zur Verfügung. In Abb.8 ist die Auskoppelschaltung dargestellt.

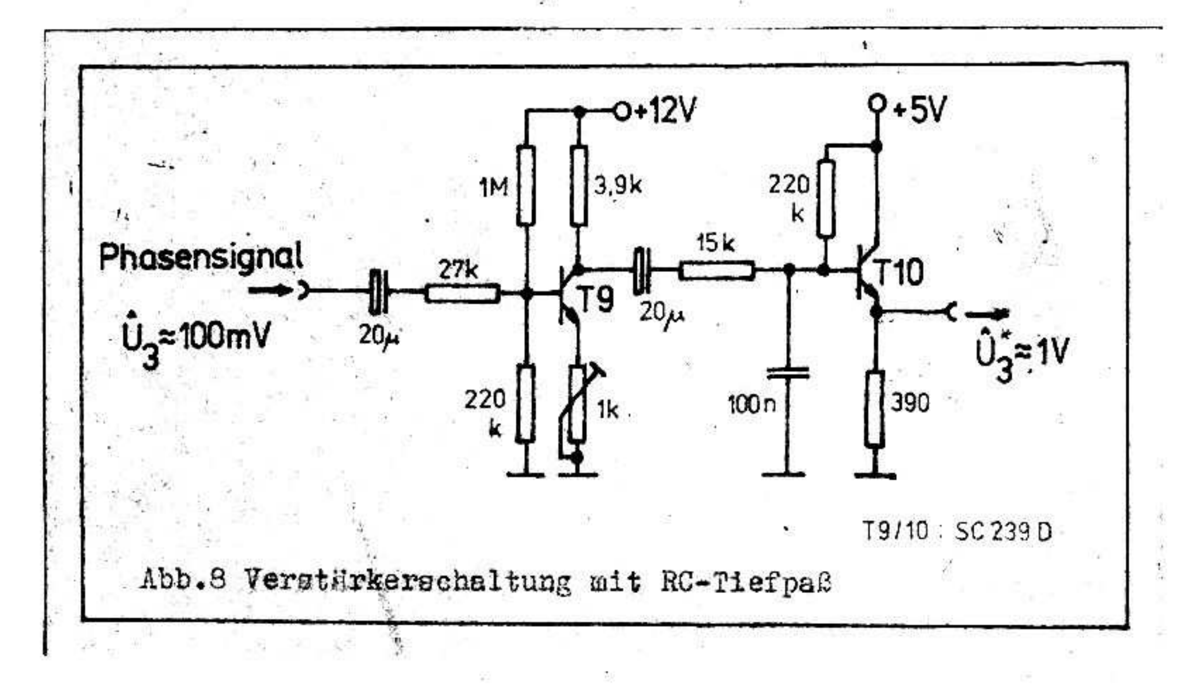


Abb.8 Verstärkerschaltung mit RC-Tiefpaß

6.2. Zweiwegtriggerung des verstärkten Phasensignals zur polaritätsgetreuen Erkennung des Datensignals

Das in Anlage 6 dargestellte (in seiner Reihenfolge willkürlich gewählte) Phasensignal $u_3(t)$, wie es von der in 6.1. beschriebenen Schaltung angeboten wird, soll so ausgewertet werden, daß eine originalgetreue Regenerierung der Dateninformation gewährleistet ist. So entspricht zum Beispiel ein positiver Phasenregelimpuls der LH-Flanke des senderseitig eingespeisten Datensignals. Es mußte eine Lösung gefunden werden, die eine Polaritätserkennung des Phasensignals vornimmt. Weiterhin sollen nadelförmige Störimpulse unterdrückt werden, die zu einem fehlerhaftem Schalten des Triggers führen können und so das Datensignal verfälschen. Aus diesen Gründen erwies sich die Triggervariante, wie sie in /3/ zur Anwendung kam, als ungeeignet. In diesem Abschnitt soll eine Lösung des Problems dargestellt werden,die die oben genannten Forderungen erfüllt. Es wird hier von einer getrennten Triggerung der positiven und negativen Phasenregelimpulse ausgegangen, da die so erhaltene Impulsfolge eine Ausblendung impulsartiger Störungen (siehe Abschnitt 6.3.) möglich macht. Die Triggerschaltungen wurden in Anlage 6 dargestellt. Das kapazitiv aus dem PLL ausgekoppelte Phasensignal wird einmal in seinem Potential so verschoben (durch Gleispannungsüberlagerung), daß die Schwellwerte der Triggerschaltung innerhalb der positiven Regelimpulse liegen und zum anderen so, daß die negativen Impulse ausgewertet werden. Die Auswahl der Triggerschwellen erfolgte so, daß einerseits das „Phasenrauschen", welches ebenfalls mit verstärkt wurde, keine negativen Auswirkungen auf das einwandfreie Schalten hat und andererseits eine möglichst große Breite der am Ausgang der Trigger entstehenden Rechteckimpulse (siehe Impulsdiagramm in Anlage 6) erzielt werden. Als optimal wurde befunden, die Schwellwerte so zu legen, daß die Dauer der entstehenden Rechteckimpulse $t_i \approx 10...12$ ms beträgt. Aus Anlage 7 ist ersichtlich, daß sich die Triggerschwellen etwa in der Mitte der Regelimpulse

befinden und so eine ausreichende Sicherheit für das Schaltverhalten bieten. Das setzt allerdings eine kleine Hysterese der Triggerschaltung voraus, was mit U_H-U_L = 100mV gewährleistet ist.
Die über beide Triggerwege erhaltenen Rechteckimpulsfolgen werden mittels eines NAND-Gatters addiert, um daraus ein Taktsignal für die in 6.4. beschriebene Auswerteschaltung zu schaffen. Die Addition der Signale erfordert jedoch, daß das Rechtecksignal, welches aus den positiven Regelspannungsimpulsen gewonnene wurde, durch einen Inverter negiert wird.
Zum genauen Einstellen der Triggerschwellen wurde im Sender eine periodische Impulsfolge mit der Frequenz f=25 Hz angelegt. Es entsteht nun ebenfalls ein periodisches Phasensignal mit f=25Hz (T=40ms). Am Ausgang des Additionsgatters liegt jetzt eine Rechteckimpulsfolge mit T=20ms, also der doppelten Frequenz, und bei Abstimmung auf t_1=10ms mit einem Tastverhältnis von 1:1 an. Bei symmetrischen Phasenregelimpulsen garantiert dieses Verfahren ein optimales „Einstellen"der Schwellwerte= optimale Potentialverschiebung. Nun wird diese Verfahren der Triggerpunkteinstellung nicht in jedem Fall möglich sein. Es wird deshalb empfohlen, ein Datensignal zur Übertragung zu benutzen, das eine periodische Impulsfolge hat (bei Fernschreibsignalen z.B. der Buchstabe „I"). Die Periodizität ist für die Synchronisation des Oszillographen wichtig, mit dem dann die Signale A und B in Anlage 6 oszillographiert und so die Impulsdauern beider Signale auf t_1=10...12ms eingestellt werden können. Dieser Abgleich wird nur einmal vorgenommen, da bei einer Änderung der Übertragungsgeschwindigkeit oder des Phasenhubes an anderer Stelle erläuterte Regelmöglichkeiten zur Verfügung stehen.

6.3. Eine Möglichkeit zur Unterdrückung nadelimpulsförmiger Störungen

Da eine Untersuchung von möglichen Störungen, die eine Beeinträchtigung der Datenübertragung herbeiführen können, noch nicht stattfand, wurde die Störunterdrückung auf die Ausblendung impulsartiger Störungen (w.z.B. Knacke mit geringem Energieinhalt oder Funkenstörungen) beschränkt. Dabei muß betont werden, daß diese kurzen Störimpulse nicht zum Ausrasten des PLL führen dürfen.

Diese Ausblendung wird durch eine Impulsverzögerungsschaltung (IS VI_1/VI_3 in Anlage 6) realisiert, die die Anstiegsflanken des aus den Triggerstufen gewonnenen Rechtecksignals soweit verzögert, daß die Verzögerungszeit t_v größer ist als die Impulsbreite t_s der Störimpulse. Da diese verzögerte Impulsfolge zur Taktgewinnung für IS VII zur Erkennung positiver und negativer Regelimpulse genutzt wird, muß gewährleistet sein, daß die Verzögerungszeit kleiner ist als die Impulsbreite t_i des Nutzsignals (siehe Anlage 6). In unserem Fall bedeutet das $t_v < 10...12$ms. Der Wert für die Verzögerung der Anstiegsflanken ergibt sich aus der Dimensionierung von R_{57} und C_{28} (siehe Anlage 11). Für eine Übertragungsgeschwindigkeit von 50 bit/s, das heißt für $t_i = 10...12$ms wurde eine Verzögerungszeit $t_v = 8$ms als optimal befunden. Das gewährleistet einerseits eine ausreichende Sicherheit $t_i - t_v = 2...4$ms in bezug auf das korrekte Schalten des Flipflops IS VII und andererseits eine gute Störimpulsunterdrückung, wenn man davon ausgeht, daß Knackstörungen nadelförmig, also mit Sicherheit < 8ms sind. R_{57} wurde jedoch als Einstellregler ausgeführt, um die Möglichkeit zu schaffen, bei späteren Untersuchungen die Übertragungsgeschwindigkeit auf 100 bit/s zu erhöhen. Das bedeutet ein Herabsetzen der Verzögerungszeit auf $t_v = t_i/2$. Die Dimensionierung für die Verzögerung der HL-Flanken konnte unkritischer vorgenommen werden, da von der verzögerten Signalfolge nur die LH-Flanken von Bedeutung sind. Um die Flanken der am Ausgang der Impulsverzögerungsschaltung entstehenden Impulsfolge (Ƶ in Anlage 6) zu versteilern, wurde eine Impulsformerschaltung (IS VI_2 und V_5) nachgeschaltet.

6.4. Erzeugung von Nadelimpulsen zur Ansteuerung eines JK-Master-Slave-Flipflops und Auswertung des Datensignals

Das in 6.3. erhaltene verzögerte Rechtecksignal (F in Anlage 6) wird durch folgende schaltungstechnischen Maßnahmen weiterverarbeitet. Die hier beschriebene Schaltungsanordnung und die dazugehörigen Signalfolgen sind in Anlage 6 ebenfalls dargestellt. Es besteht die Aufgabe, das mit dem modifizierten Phasenumtastverfahren übertragene Datensignal originalgetreu zu reproduzieren. Das heißt, einen Sprung (LH-Flanke des Datensignals) am Sender auch als LH-Flanke des Ausgangssignals der Auswerteschaltung zu erkennen.
Es wird hier eine Schaltungsvariante mit einem JK-Flipflop (IS VII) vorgestellt. Um einen kurzen Übergang zwischen Einlese- und Ausgabephase des Flipflops zu erreichen, sind kurze positive Taktimpulse nötig. Das wird durch die Impulsverkürzungsschaltung (IS $V_6/R_{60}/C_{30}$ in Anlage 11) realisiert, die dann aus der Signalfolge F die zur Ansteuerung von IS VII notwendigen kurzen Taktimpulse erzeugt.
An die Vorbereitungseingänge J und K des Flipflops werden die Signale A und B gelegt. Die Signalauswertung erfolgt durch Abtasten der Eingänge J und K durch das verzögerte nadelimpulsförmige Taktsignal G. Das Datensignal kann am Ausgang $\bar{Q}$ von IS VII originalgetreu abgegriffen werden, da durch die Verstärkerstufe (siehe 6.1.) eine Negierung des Phasensignals erfolgt. Wenn man bei Inbetriebnahme der Schaltung einen definierten Anfangspegel am Ausgang A festlegt, was durch die in 6.5. beschriebene Schaltungsanordnung erzielt wird, kann man die Wirkungsweise der Polaritätserkennung mit IS VII anhand Tabelle 3 verfolgen.

Tabelle 3

wenn 1. Impuls positiv ist

J	K	$\bar{Q}_n$ t_n	t_{n+1}
H	L	H	L
L	H	L	H
H	L	H	L

wenn 1. Impuls negativ ist

J	K	$\bar{Q}_n$ t_n	t_{n+1}
L	H	H	H
H	L	H	L
L	H	L	H

Durch die Erprobung der Empfängerzusatzschaltung mittels Fernschreibübertragung wurde der Anfangspegel (Ruhepegel) auf H am Ausgang $\bar{Q}$ durch Setzen des Reseteingangs R von IS VII festgelegt. Wenn man sich mit dieser Anlage mitten in eine Übertragung einschaltet, wird ein erster negativer Eingangsimpuls (positiver Phasenregelimpuls am Ausgang des PD) nicht erkannt und somit nicht ausgewertet. Da ein zweiter Impuls positiv sein muß, bewirkt er ein Schalten des Flipflops und damit ist eine originalgetreue Regenerierung ohne besondere Synchronisationsmaßnahmen gewährleistet.

6.5. Sperrung des Datenflusses bei Ausrasten des PLL

Es wird in diesem Abschnitt eine Möglichkeit beschrieben, mit Hilfe einer Ausrastkontrollschaltung (In-lock-Detektor) /6/ den Datenkanal zu sperren. Dadurch wird eine verfälschte Dateninformation vermieden, die durch irreguläres Schalten der Triggerstufen entstehen kann. In Abb.9 wurde diese Schaltungsvariante dargestellt.

Sobald der PLL ausrastet, das heißt wenn der Phasenunterschied zwischen den beiden zu vergleichenden Frequenzen f_{ZF} und f_0 < 180° ist, wird Flipflop IS VI_1 umgeschaltet, was durch Leuchten von LED 3 angezeigt wird. Diese Ausrastkontrolle wird zur Sperrung des Datenkanals genutzt.

Je nach Einsatzfall kann zwischen automatischem und manuellem Betrieb durch Umschalten des Schalters S gewählt werden. Bei automatischem Betrieb wird R von IS VII direkt durch den HL-Übergang am Ausgang $\bar{Q}$ von IS IV_1 bei Ausrasten des PLL gesetzt, das heißt am Ausgang A erscheint H (Ruhepegel im Fernschreibbetrieb). Nach Einrasten der Regelschleife wird durch die LH-Flanke an R der Datenkanal freigegeben.

Anders ist es bei manuellem Betrieb. Hier wird durch Zwischenschalten eines weiteren Flipflops (IS IV_2), welches nur als RS-Flipflop genutzt wird, erreicht, daß bei Ausrasten des PLL am Ausgang ebenfalls H-Pegel erscheint, wobei jedoch bei Einrasten des Regelkreises der Datenkanal gesperrt bleibt.

Dieser Zustand wird durch Leuchten von LED 4 angezeigt. Der Datenkanal kann jetzt nur durch Drücken des Tasters T freigegeben werden. Da LED 4 auch durch Ausrasten bei automatischem Betrieb zu leuchten beginnt, und beim Einrasten nicht wieder verlischt, können bei der Überwachung des Systems mögliche Fehler analysiert und den Fehlerquellen zugeordnet werden. LED 4 kann nun durch Betätigen von T ebenfalls „gelöscht" werden.

Wie in 6.4. bereits angedeutet, ist ein definierter Anfangspegel am Ausgang A wichtig. Da nach manueller oder automatischer Freigabe des Datenkanals oder nach Inbetriebnahme der Empfängerzusatzschaltung (immer kurzer Einrastvorgang) durch das zwangsläufige Setzen von IS VII am Ausgang immer H-Pegel liegt, ist diese Bedingung in jedem Fall erfüllt.

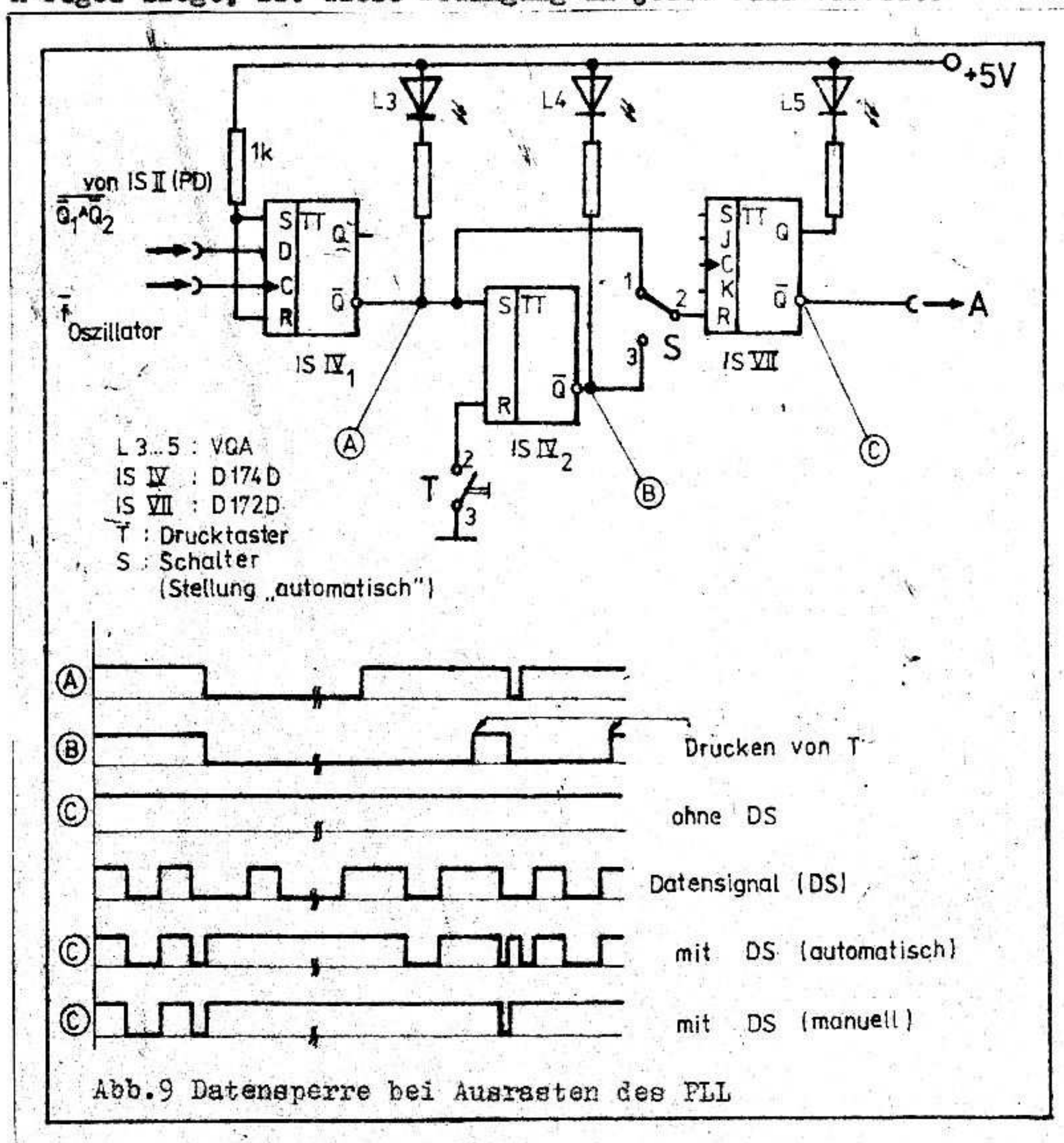


Abb.9 Datensperre bei Ausrasten des PLL

7. Aufbau des Empfängerzusatzbausteins in kompletter Form und Erprobung

7.1. Erste Erfahrungen mit dem erprobten Labormuster

Das Labormuster wurde auf 3 separaten Universalleiterplatten aufgebaut. Dabei ließen sich lange Zuleitungen nicht immer vermeiden. Es mußte daher besonderer Wert auf das Abblocken der Schaltung, besonders des Begrenzer- und VCO-Schaltungsteils, gelegt werden. Sämtliche signalführenden Leitungen wurden geschirmt ausgeführt, um parasitäre Einflüsse, w.z.B. HF-Fremdfelder oder Netzeinwirkungen, soweit wie möglich zu unterdrücken.

Das Arbeiten aller Schaltungsteile konnte bei optimaler Bemessung und Beachtung der oben genannten Maßnahmen als gut eingeschätzt werden. In den ersten Versuchen wurde eine fehlerfreie Übertragung eines Datensignals mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 50 bit/s bei optimaler Einstellung aller Parameter garantiert. Diese Versuche fanden allerdings im Nahfeld des zu empfangenden AM-MW-Senders statt. Um den Fernempfang des Hörrundfunkprogramms zu simulieren, wurde der Empfänger ohne „reguläre" Antenne betrieben, was unter Zunahme des Phasenrauschens jedoch noch eine einwandfreie Regenerierung des Datensignals gestattete.

Im Verlauf der Erprobung zeigte sich, daß zum Teil Störimpulse mit sehr großem Energieinhalt auftraten, die bis zum Ausrasten der PLL-Regelschleife führten. Diese Impulsstörungen konnten durch die getroffenen Schaltungsmaßnahmen nicht ausgeblendet werden. Sie führten zum kurzzeitigen Sperren des Datenkanals und damit zu Fehlern der Dateninformation. Die Lösung dieses Problems muß in späteren Untersuchungen vorgenommen werden.

7.2. Leiterkartenentwürfe

Beim Entwurf der Leiterkarten für die Auskoppelschaltung, den Empfängerzusatzbaustein und die Aufnahme der LED's mußten die in 7.1. gemachten Erfahrungen berücksichtigt werden. So wurde jede Versorgungsspannung mit Kondensatoren von 10µF und 47nF abgeblockt. Zur Sicherung der Beeinflussungsfreiheit wurde für den Empfängerzusatzbaustein eine doppelt beschichtete Leiterkarte ausgewählt und eine Seite als weiträumige Massefläche genutzt.
Die Leiterkarte für die ZF-Auskoppelschaltung hat die Maße 40mm X 40mm und wird im Hörrundfunkempfänger untergebracht. Die Ausmaße der Empfängerzusatzschaltung betragen 170mm X 130mm . Für den Einbau dieser Leiterkarte und der LED-Platine (120mm X 10mm), die hinter der Frontplatte befestigt wird, wird ein geschirmtes Gehäuse geschaffen, das dann am Hörrundfunkempfänger befestigt wird. Die Darstellung der Leiterkartenentwürfe wurde in den Anlagen 8,9 und 10 vorgenommen.

8. Abgleichvorschrift

Der Abgleich des gesamten Schaltungssystems wird bei Einbau der Empfängerzusatzschaltung in einmaliger Form vorgenommen. Dabei wird der Hörrundfunkempfänger auf den zu empfangenden AM-MW-Sender auf Klirrfaktorminimum abgeglichen. Das kann durch Messen von f_{ZF} (455kHz) am Ausgang der Begrenzerverstärkerschaltung kontrolliert werden. Dann wird das Trägersignal (in Modulationspausen) am Ausgang der Auskoppelschaltung (Abb.2) mittels R_7 auf einen Pegel von U_{eff}=0,7V geregelt, um optimale Bedingungen für die Begrenzerverstärkerstufe zu schaffen. Anschließend wird der PLL-Regelkreis durch Regelung der Induktivität L des VCO auf die ZF des Empfängers abgeglichen. Ist dieser Zustand erreicht, verlöschen LED 1 und 2. Der PLL ist nun betriebsbereit.

Durch Anschalten einer nicht kapazitätsfreien Last an das ZF-Filter wird dieses geringfügig verstimmt. Es macht sich ein Nachgleichen erforderlich. Das geschieht in der Art, daß das Phasensignal am Ausgang des PD oszillographiert wird und die Induktivität des ZF-Filters verändert wird. Ein Optimum ist dann erreicht, wenn das durch AM- Modulationsspitzen hervorgerufene Phasenstörsignal minimal wird und symmetrisch zur „0"-Achse liegt.
Nach Anlegen des Datensignals im Sender werden die Triggerschwellen der Signalauswerteschaltung mit R_{46} und R_{49} so eingestellt, wie es bereits in 6.2. beschrieben wurde. Zuvor muß aber das verstärkte Phasensignal $u_3(t)$ mit R_{42} auf $\hat{U}_3 \approx 1V$ eingestellt werden. Zum Schluß kann die Verzögerung des Taktsignals durch R_{57} variiert werden. Entsprechend den jeweiligen Empfangsverhältnissen (Größe der Knackstörungen) kann t_v bis zu $t_v < t_1 = 10 \ldots 12 ms$ eingestellt werden. Der Wert für t_v wird durch Vergleich der beiden Signale C und F abgelesen, wobei F das negierte verzögerte Signal von C ist.
Nach diesen Arbeitsgängen ist die Empfängerzusatzschaltung betriebsbereit und muß bei gleichbleibenden Empfangsverhältnissen nicht wieder abgeglichen werden.

9. Bedienungshinweise

Die Bedienung der Empfängerzusatzschaltung in Zusammenhang mit dem jeweiligen Hörrundfunkempfänger ist völlig unproblematisch. Außer den Bedienelementen jedes handelsüblichen Hörrundfunkempfängers sind nur der Schalter S und der Taster T von der Bedienkraft zu handhaben. Alle Abweichungen vom Normal bzw. alle Schaltzustände werden durch LED's signalisiert, die in der Frontplatte untergebracht sind und so leicht zu übersehen sind. Hierbei bilden LED 1 und 2 die Abstimmanzeige, LED 3 die Ausrastkontrolle, LED 4 die Anzeige für die Sperrung des Datenkanals bei manuellem Betrieb und LED 5 die Datenflußkontrolle.
Nach Inbetriebnahme der Phasendemodulationsschaltung (PDM),

womit das System Hörrundfunkempfänger und Empfängerzusatzbaustein bezeichnet wurde, muß zuerst der Empfänger auf den zu empfangenden AM-MW-Sender abgeglichen werden, und zwar anhand der LED's 1 und 2. Wenn beide LED's verloschen sind, ist der PLL-Regelkreis eingerastet und optimal abgeglichen. Das garantiert gleichzeitig, daß LED 3 ebenfalls nicht leuchtet. Wenn Schalter S auf „manuell" stand, wird durch Leuchten von LED 4 angezeigt, daß der Datenkanal noch gesperrt ist, was ebenfalls ein Leuchten von LED 5 (zwangsläufiger H-Pegel am Ausgang A) bewirkt. Nun kann durch Drücken von T der Datenkanal freigegeben und die PDM-Schaltung gestartet werden. Kommt es zum Ausrasten des PLL, leuchten LED 3 und 4 gleichzeitig auf, wobei bei einem kurzen Ausrasten LED 3 wieder verlischt, jedoch LED 4 den Sperrzustand des Datenkanals bis zum erneuten Start durch Drücken von T anzeigt.
Wenn Schalter S auf „automatisch" stand, wird sofort nach Verlöschen von LED 3 der Datenkanal freigegeben. LED 4 dagegen zeigt den Schaltzustand des Flipflops IV_2 weiterhin an, kann jedoch durch T wieder rückgesetzt werden, ohne daß sich diese Maßnahme auf die Datenübertragung auswirkt. LED 5 leuchtet im gesperrten Zustand immer, das bedeutet, daß am Ausgang A H-Pegel anliegt und sich das System in einer „Zwangsruhestellung" befindet. Im freigegebenen Zustand flackert LED 5 im Takt des Datensignals. Es kann also der Datenfluß am Ausgang der PDM-Schaltung kontrolliert werden.

10. Schlußbetrachtungen

In dieser Arbeit wurde eine optimierte Empfängerzusatzschaltung beschrieben, die bezüglich der Verstärkung und Begrenzung sowie der Demodulation und Regenerierung des Datensignals eine sichere Arbeitsweise garantiert. Sie wurde als Labormuster aufgebaut und erprobt. Aufgetretene Probleme wurden gelöst und die bei der Erprobung gesammelten Erfahrungen wurden bei der Dimensionierung der Schaltung, beim Entwurf der Leiterkarten und beim Aufbau der PDM-Schaltung in kompletter Form berücksichtigt.
Die Erprobung des neuen Datenübertragungsverfahrens wurde mittels Fernschreibsignalen ($v_{ü}$=50 bit/s) vorgenommen. Abb.10 zeigt die dazu notwendige Anpaßschaltung zur Ansteuerung einer Fernschreibmaschine mit dem aus der PDM-Schaltung gelieferten TTL-Datensignal.

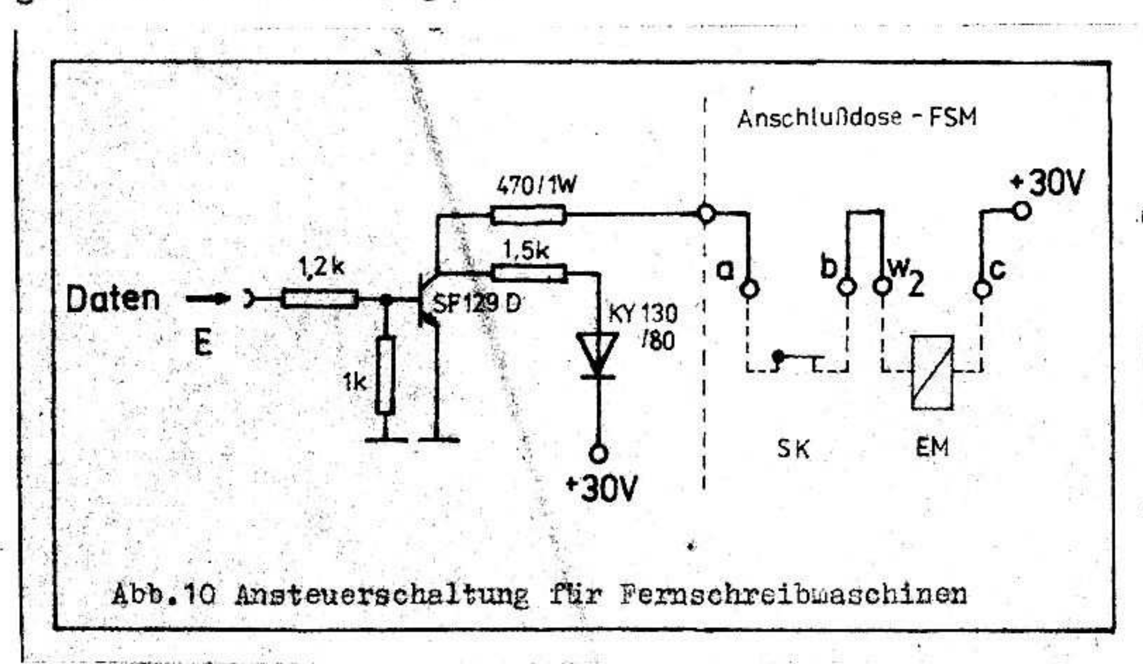


Abb.10 Ansteuerschaltung für Fernschreibmaschinen

Weiterhin wurden statische Zustände übertragen, so daß der Beweis erbracht wurde, daß durch das neue modifizierte Phasenumtastverfahren ein transparenter Datenkanal ohne Synchronisationsmaßnahmen geschaffen wurde.
Durch die bereits in dieser Arbeit geschaffene Basis des Einsatzes von CMOS-Schaltkreisen, w.z.B. dem CD 4046, der seinerseits schon eine gesamte PLL-Schaltung beeinhaltet,

kann durch nachfolgende Untersuchungen eine Weiterentwicklung dieser PDM-Variante vorgenommen werden. Weiterhin ist es wichtig, auf dem Gebiet der Störuntersuchung angestrengte Nachforschungen vorzunehmen, um einen beeinflussungsfreien Betrieb des Übertragungsverfahrens zu gewährleisten.

Literaturverzeichnis

/1/ Augustin,E.; Kühne,R.: Ein neues Verfahren zur Einbeziehung von (unbemannt betriebenen) MW-Sendeanlagen des Hörrundfunks in das automatisierte Qualitätssicherungssystem im Funkwesen;
Wiss. Zeitschrift der HfV; 28 (1981) 4; S.869 ff.

/2/ Dietrich,H.-W.; Untersuchungen an einem Phasenmodulator mit sägezahnförmig angesteuertem Komparator zur weichen Phasenumtastung von Trägerschwingungen im AM-MW-Bereich;
Belegarbeit im Spezialseminar Forschung; HfV Dresden;
WB Nachrichtentechnik, 1982

/3/ Autenrieb,E.; Optimierung des Empfängerbausteins für das modifizierte Phasenumtastverfahren;
Diplomarbeit; HfV Dresden; WB Nachrichtentechnik; 1982

/4/ Augustin,E.; Kühne,R. ; Optimierung einer PLL bezüglich des Einsatzes als Grundbaustein eines Phasensprungdemodulators

/5/ Best,R.; Theorie und Anwendung des Phase-locked-loops;
AT-Verlag;AArau (Schweiz); 1981

/6/ Hermann,A.; Digitale Mischstufe mit flankengetriggertem D-Flipflop;
RFZ-Arbeitsblätter; 07.1979 D.45/79

/7/ Kühn; Schmied; Handbuch integrierte Schaltkreise;
VEB Verlag Technik Berlin; 1981

Anlagenverzeichnis

E r k l ä r u n g

Hierdurch erkläre ich, daß ich die von mir am heutigen Tage eingereichte Diplomarbeit selbständig verfaßt und andere als die angegebenen Hilfsmittel nicht benutzt habe.

Dresden, den 19.12.1983



ANLAGE 1

Darstellung der Übertragungsfunktionen h(t) der Sendetiefpässe

$h(t)$

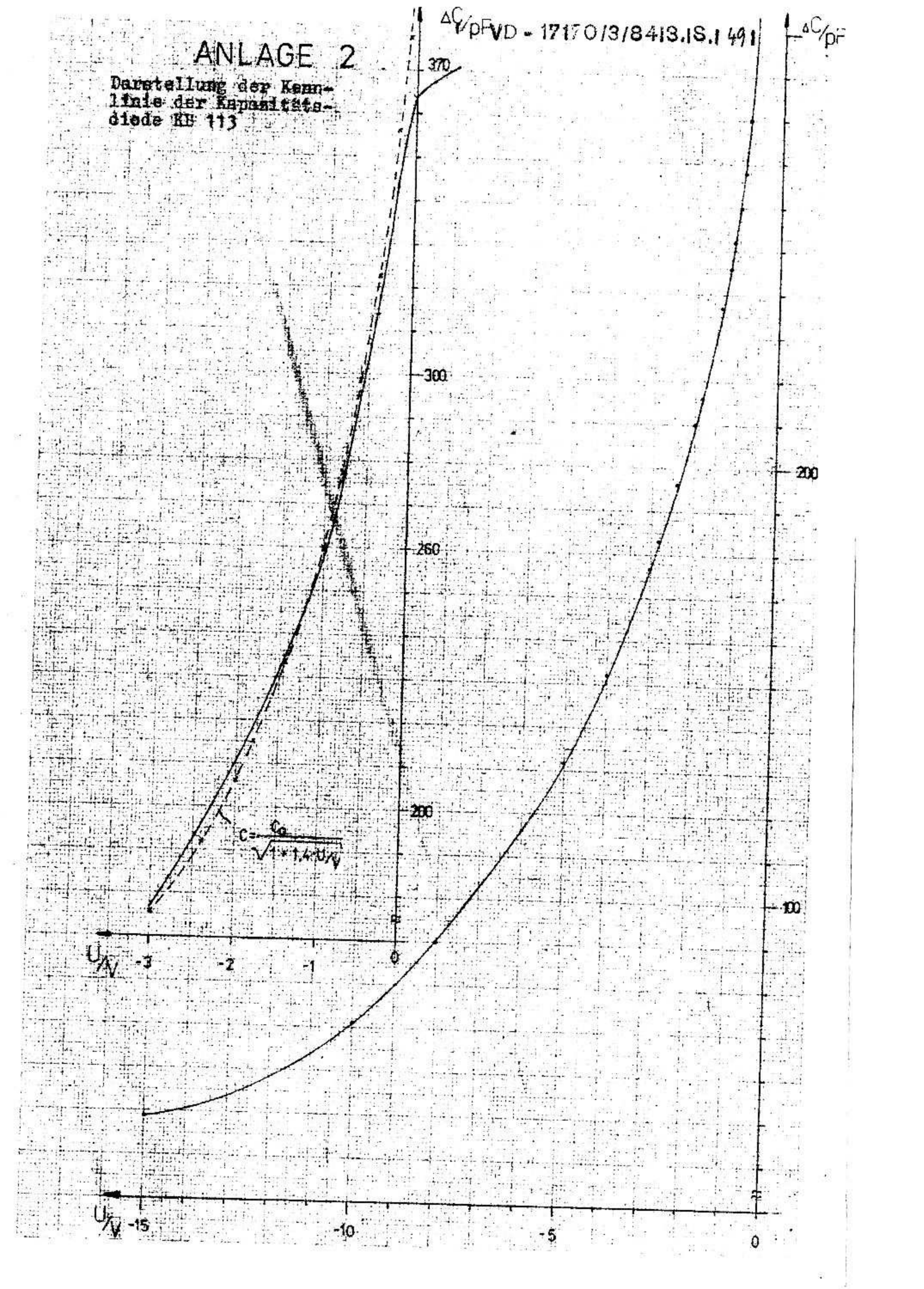
$\tau_1 = 1\,ms$

$\tau_1 = 2{,}2\,ms$

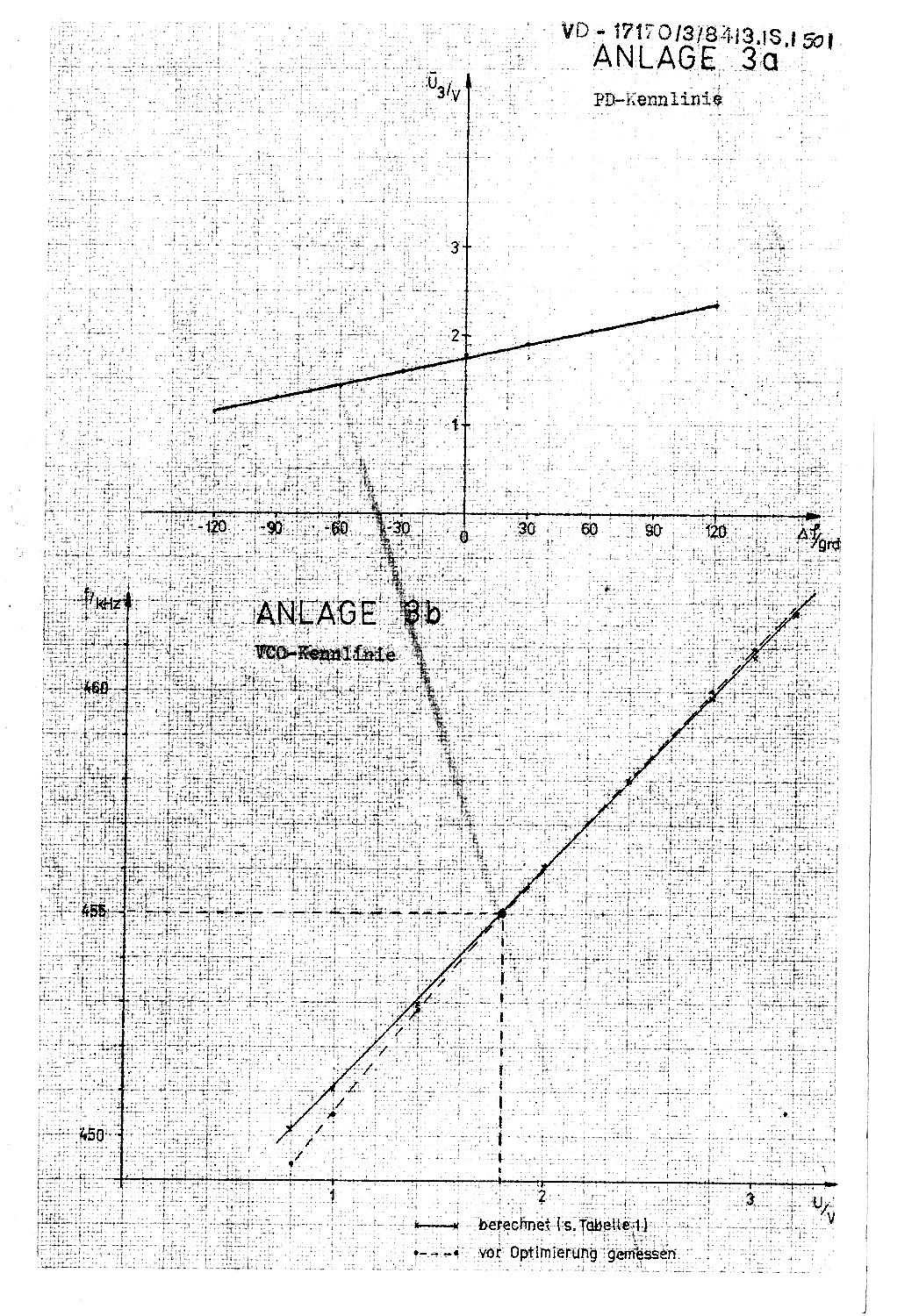
$\tau_1 = 3{,}2\,ms$

1 0,9 0,8 0,7 0,6 0,5 0,4 0,3 0,2 0,1 0

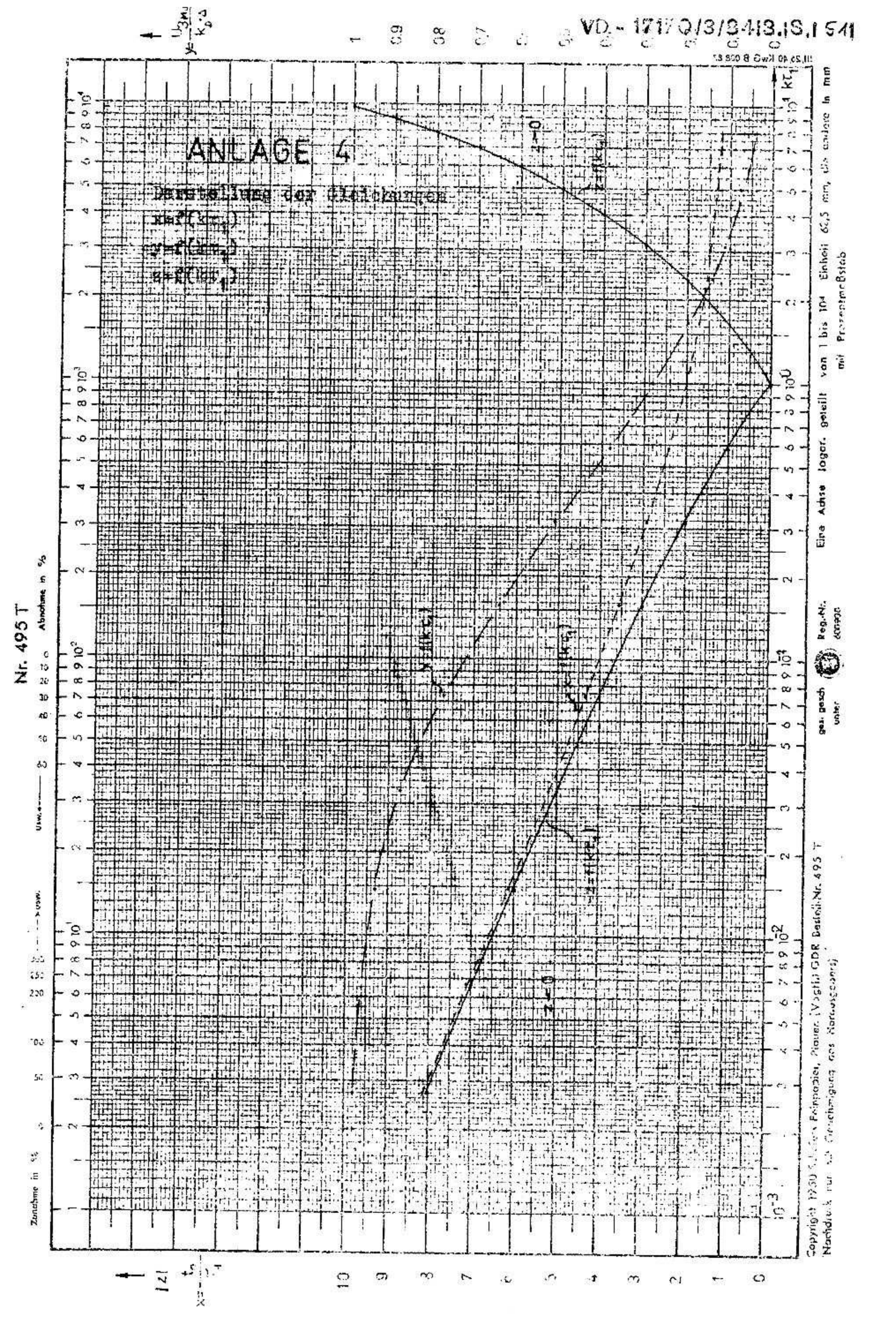
0 5 10 15 20 t/ms



ANLAGE 2
Darstellung der Kennlinie der Kapazitätsdiode KB 113
VD - 17170/3/8413.IS.I 49
ΔC/pF
370
300
260
200
$C = \frac{C_0}{\sqrt{1+1.4\cdot U/V}}$
U/V
-3
-2
-1
0
200
100
-15
-10
-5



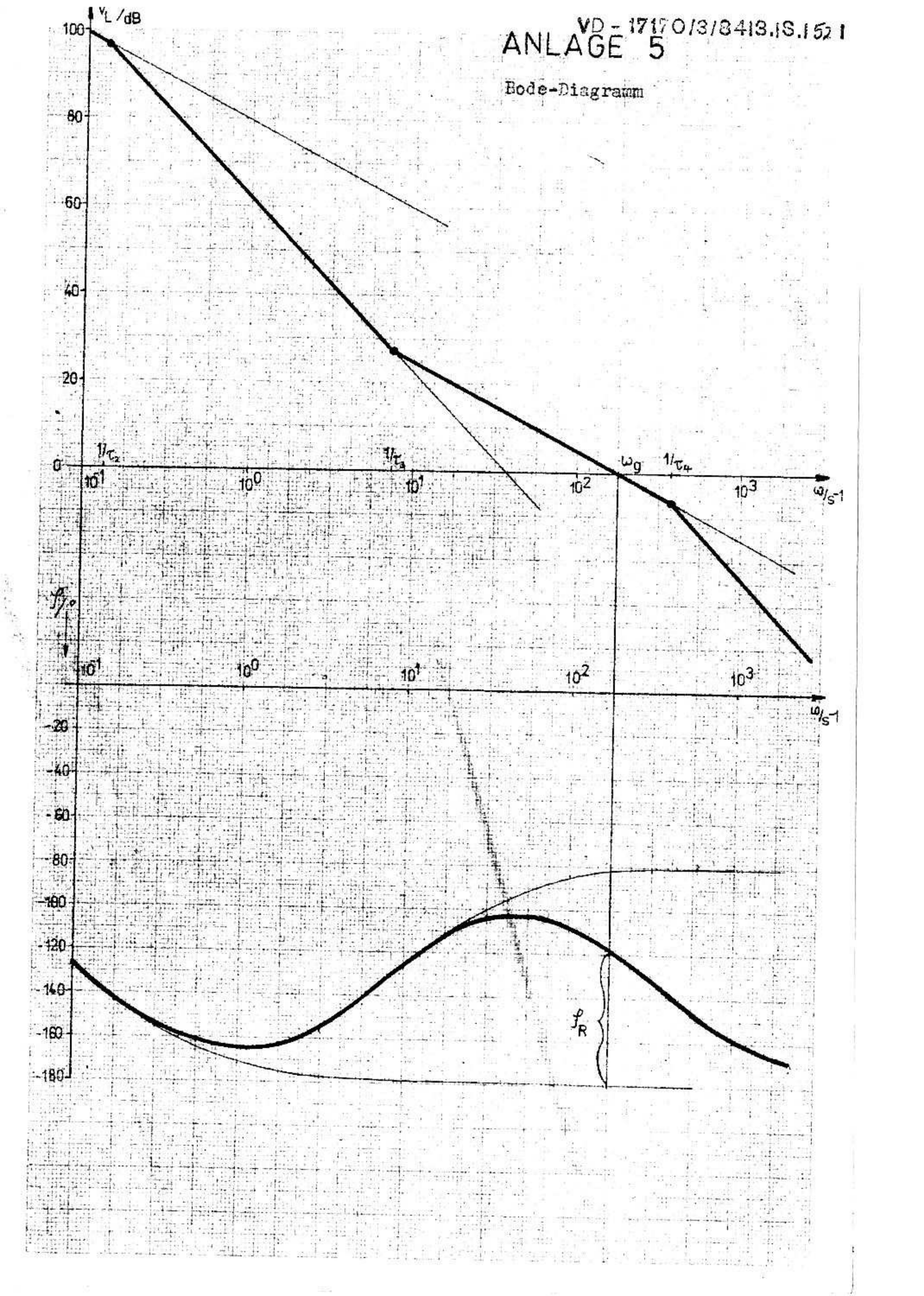
VD - 17170/3/8413.IS.I 501
ANLAGE 3a
PD-Kennlinie
$\bar{U}_3$/V
3
2
1
-120
-90
-60
-30
0
30
60
90
120
Δf/grd
ANLAGE 3b
VCO-Kennlinie
f/kHz
460
455
450
1
2
3
U/V
berechnet (s. Tabelle 1)
vor Optimierung gemessen

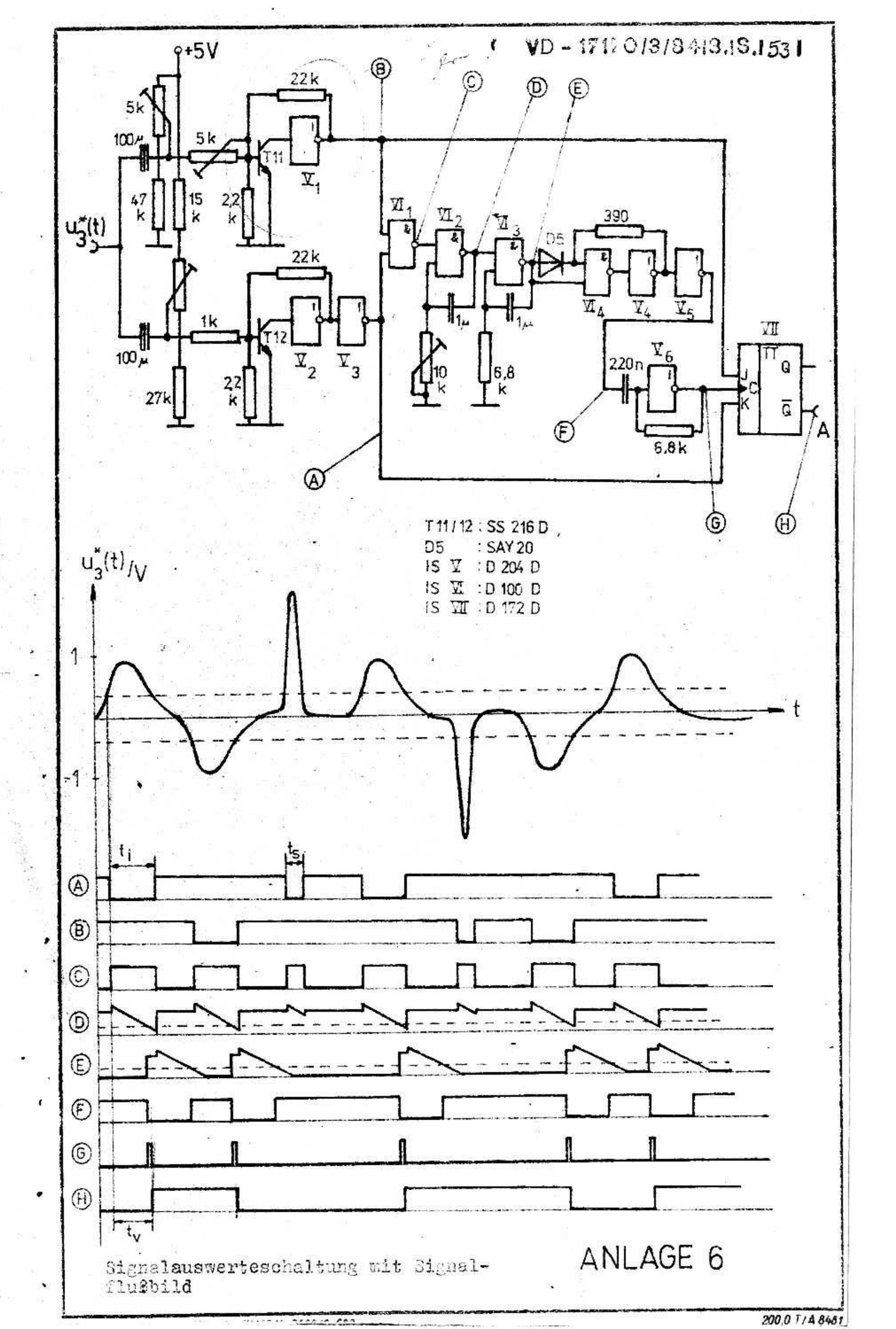

ANLAGE 4
Darstellung der Gleichungen
x=f(km1)
y=f(km1)
z=f(km1)
Nr. 495 T
z=0
Eine Achse logar. geteilt von 1 bis 10⁴ Einheit 62,5 mm, die andere in mm mit Prozentmaßstab

VD - 17170/3/8413.IS.152 I

ANLAGE 5

Bode-Diagramm



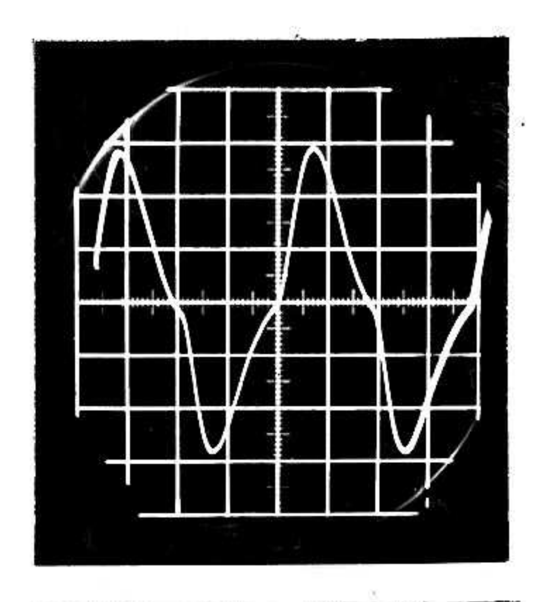


Signalauswerteschaltung mit Signalflußbild

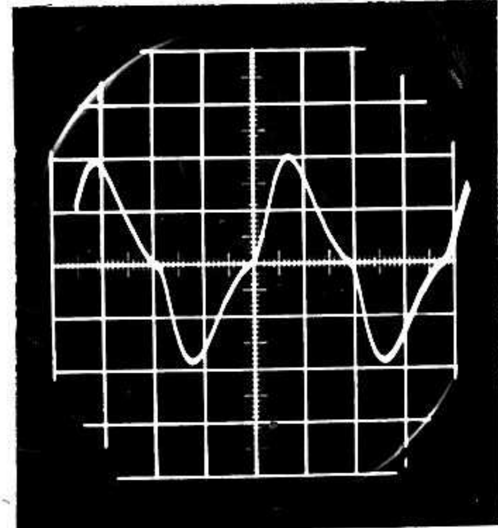
ANLAGE 6

ANLAGE 7

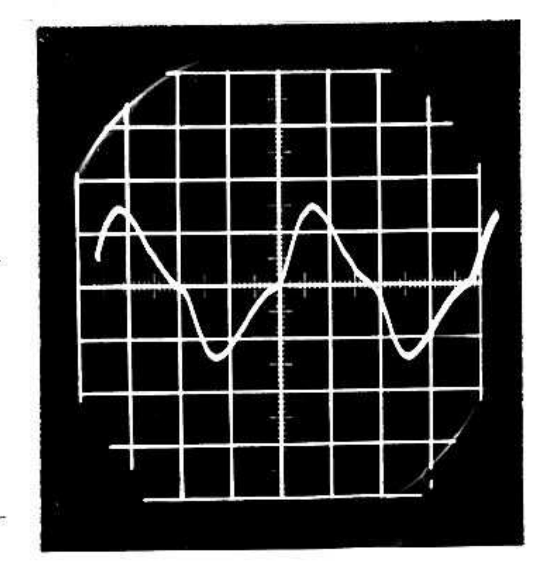
Oszillogramme des Phasensignales $u_3(t)$ a)



$\tau_1 = 2{,}2$ ms
$\Delta\varphi = 90°$
$v_ü = 50$ bit/s

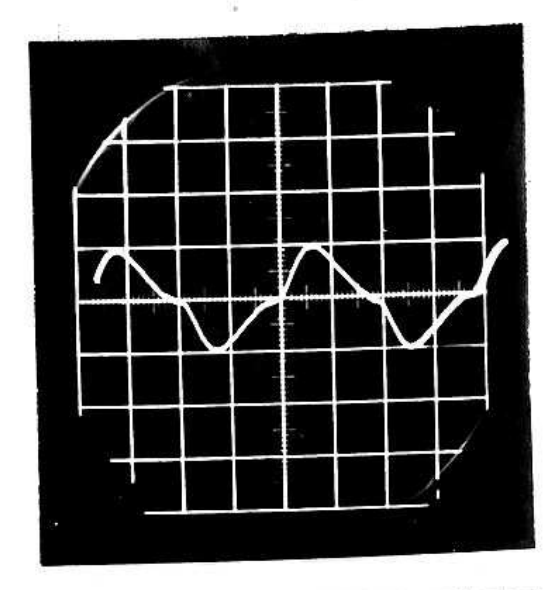


$\tau_1 = 2{,}2$ ms
$\Delta\varphi = 60°$
$v_ü = 50$ bit/s

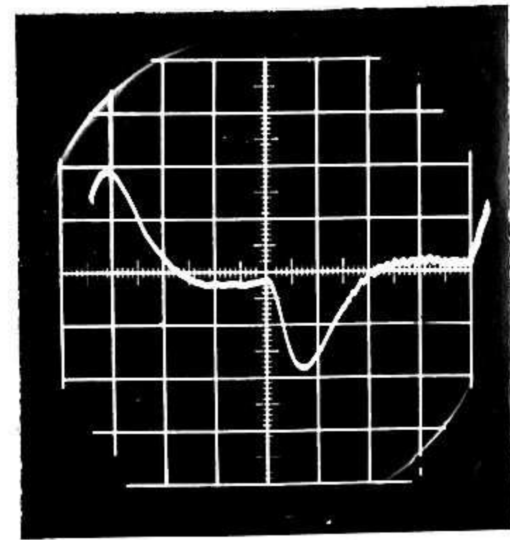


$\tau_1 = 2{,}2$ ms
$\Delta\varphi = 45°$
$v_ü = 50$ bit/s

b)

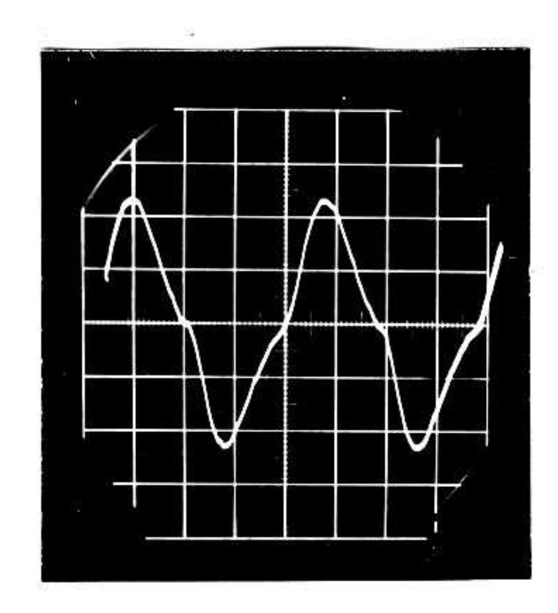


$\tau_1 = 2{,}2$ ms
$\Delta\varphi = 30°$
$v_ü = 50$ bit/s



$\tau_1 = 2{,}2$ ms
$\Delta\varphi = 60°$
$v_ü = 25$ bit/s

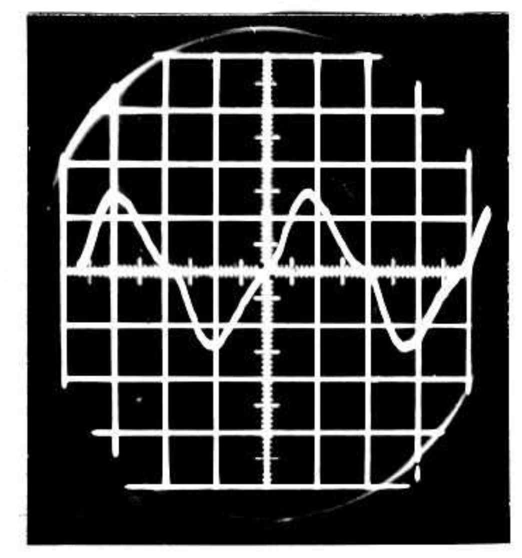
c)



$\tau_1 = 3{,}2$ ms

$\Delta\varphi = 90^\circ$

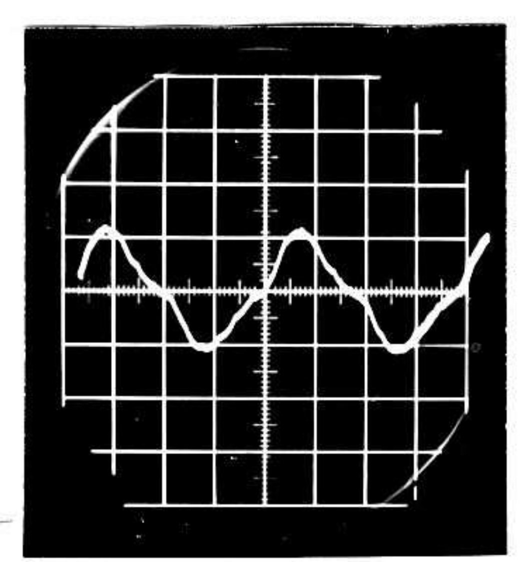
$v_{\ddot{u}} = 50$ bit/s



$\tau_1 = 3{,}2$ ms

$\Delta\varphi = 60^\circ$

$v_{\ddot{u}} = 50$ bit/s



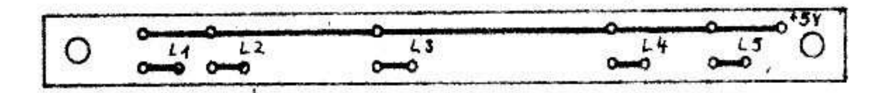
$\tau_1 = 3{,}2$ ms

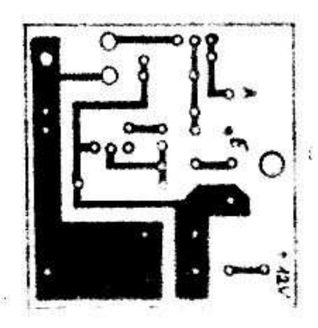
$\Delta\varphi = 45^\circ$

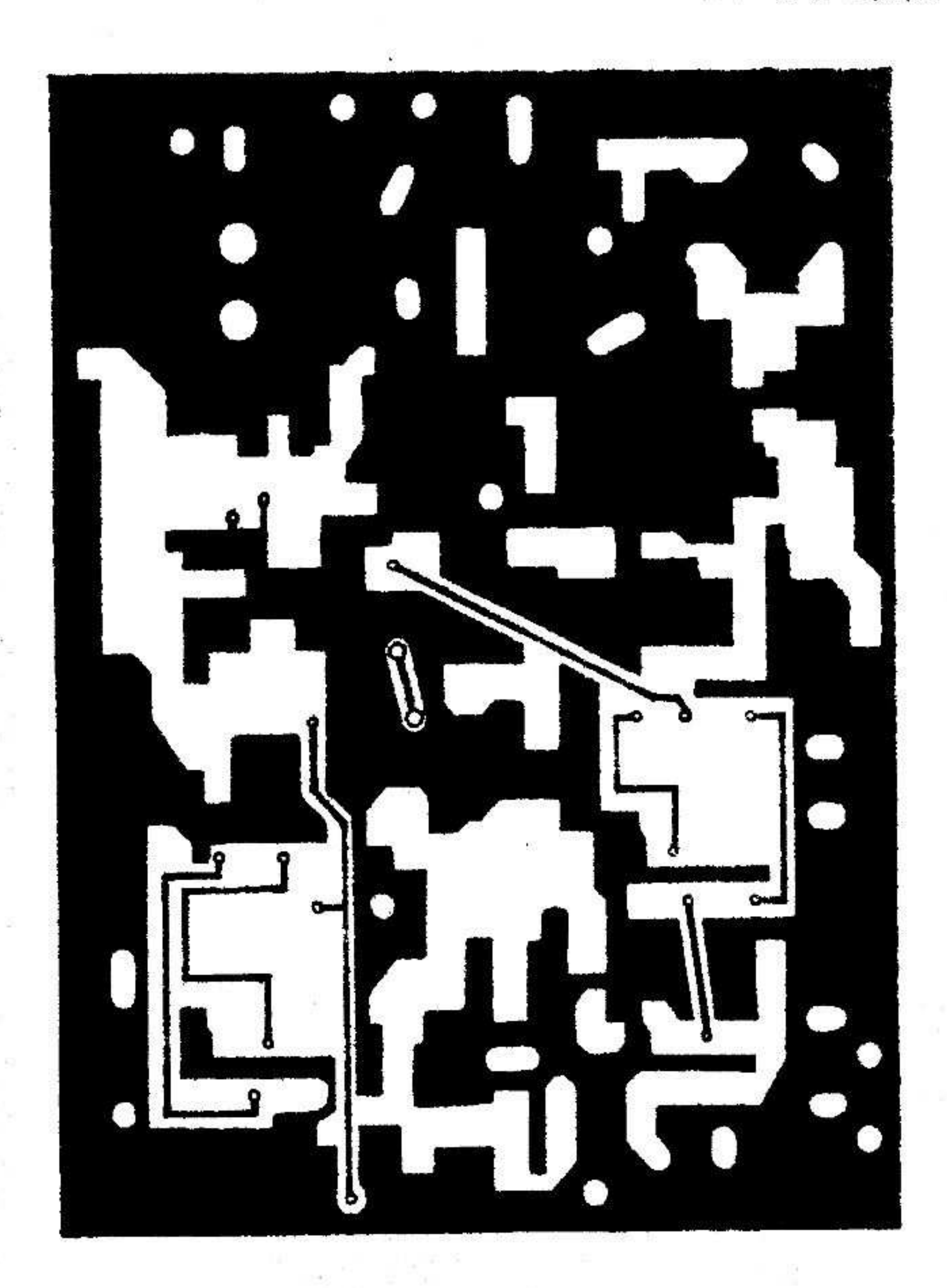
$v_{\ddot{u}} = 50$ bit/s

ANLAGE 8

Leiterplattenentwürfe
(Leiterseite)
Phasendemodulator (PDM)

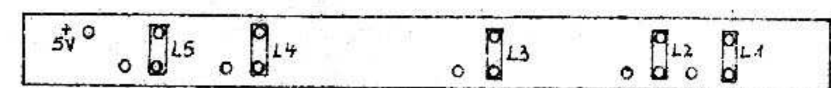


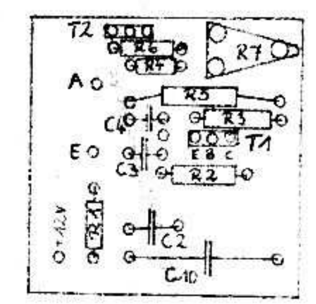




ANLAGE 9

PBM- Leiterkartenentwurf
(Masseseite)





ANLAGE 10

Bestückung der Leiterkarten

59011 VV Freiberg Ag 307/83 III/15/4 2188/2 683

VD - 17170/3/84/3.IS.160

